

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zum Betreiben einer Last, wie z.B. einer Niederdruckentladungslampe, gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Insbesondere handelt es sich um eine Betriebschaltung für Leistungsbereiche bis zu einigen zehn Watt, bei denen vor allem die Kosten im Vordergrund stehen, wie z.B. Kleinnetzteile und besonders auch elektronische Vorschaltgeräte (EVG) für Kompaktleuchtstofflampen (KLL).

Bei solchen Schaltungen müssen die Schaltelemente mit einer Ansteuerleistung im Takt der Schaltfrequenz versorgt werden. Die bekannten Anordnungen benutzen hierzu beispielsweise separate Stromwandler, wie im Buch „Elektronikschaltungen“ von W. Hirschmann (Siemens AG, 1982) auf den Seiten 148 und 150 gezeigt, oder sie greifen über Zusatzwicklungen auf der Resonanzdrossel oder dem Leistungsübertrager Steuerenergie ab und formen sie in einem Impulsformungs- und Phasenschiebernetzwerk entsprechend nach (siehe deutsche Offenlegung DE 41 29 430). Natürlich kann auch eine Frequenz- oder Pulsweitensteuerung, vorzugsweise integriert in einem Steuer-IC, verwendet werden.

Nachteilig bei solchen Steuerungen ist jedoch der Aufwand in Form eigener Wickelgüter oder zusätzlicher Wicklungen auf bestehenden Induktivitäten oder aufwendiger und teurer Steuer-ICs mit Hilfsstromversorgung usw., der die Kosten gerade bei kleinen Leistungen empfindlich beeinflusst, da der Preis der Steuerung im Gegensatz zu den Leistungselementen auch bei nur einigen Watt übertragener Leistung praktisch genauso hoch ist wie für einige hundert Watt.

Der Erfindung liegt das technische Problem zugrunde, die eingangs bezeichnete Schaltung hinsichtlich einer einfacheren und kostengünstigeren Herstellung zu verbessern.

Das Problem wird durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst. Weitere vorteilhafte Merkmale der Schaltungsanordnung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die Erfindung geht von der Idee aus, den Freilaufstrom, der während des nichtleitenden Zustands des Schaltelements antiparallel zu dem Strom durch das Schaltelement in seinem leitenden Zustand fließt, als Energiequelle zum Steuern des Schaltelements in den leitenden Zustand zu verwenden. Dies kann dadurch geschehen, daß der Weg des Freilaufstromes, etwa über eine Freilaufdiode, blockiert wird und z.B. über eine in die Freilaufstrecke eingefügte Zenerdiode ein Spannungsabfall erzeugt wird, der dann als anregender Puls in Länge der Freilaufzeit und Höhe der Zenerspannung über ein Strom- oder Ladungsspeicherelement solange im Abklingen verzögert wird, wie die Aktivierung des der Freilaufdiode parallelen Schaltelementes andauern soll.

Es ist jedoch bei dieser Erfindung in verschiedener

Weise - wie zur Veranschaulichung im folgenden gezeigt - möglich, den in der Betriebsschaltung mit Leistungsschaltelement ohnehin vorhandenen Freilaufstrom in geschickter, d.h. einfacher und kostengünstiger Weise, zur Steuerung des oder auch der Leistungsschaltelemente zu nutzen.

Der Begriff „Energie“ steht in seiner Allgemeinheit hier zwar einerseits für die physikalische Größe $\mu\text{Energie}$, darüber hinaus jedoch auch stellvertretend etwa für die Spannung zur Steuerung eines FET, für einen Strom oder eine Ladung zur Steuerung eines Bipolartransistors usw.. Jedenfalls kann die für die Ansteuerung eines Leistungsschaltelementes geeignete elektrische Größe wie in den Ausführungsbeispielen oder in anderer dem Fachmann bekannter Weise aus dem Freilaufstrom gewonnen werden.

Die Anwendbarkeit der gezeigten Steuerung für die Schaltelemente ist natürlich nicht auf Halbbrücken und EVG beschränkt, sie läßt sich auch verwenden für Vollbrücken, Push-Pull-Gegentaktwandler, auch Eintaktwandler wie Ein-Transistorlösungen oder asymmetrische Halbbrücken.

Die Last muß nicht zwangsläufig in einen Reihenresonanzkreis eingefügt werden, sie kann auch transformatorisch eingekoppelt sein mit sekundärseitiger Gleichrichtung, wie bei Netzteilen üblich.

Statt der einfachen Gleichrichterschaltung mit Siebung als Eingangskreis ist auch die Kombination mit Schaltungen zur Reduzierung von Netzstrom Oberschwingungen möglich.

Als Schaltelemente kommen auch P-Kanal- oder pnp-Schalttransistoren - auch in Kombination mit den hier nachfolgend benutzten N-Kanal- bzw. npn-Schalttransistoren - in Frage.

Auch können natürlich verschiedene Ausführungsformen, wie die nachfolgend beispielhaft ausgeführten, miteinander kombiniert werden.

Wesentlich ist nur, daß vor der Aktivierung des/der Schaltelemente eine Freilaufphase durch eine antiparallel wirkende Freilaufstrecke, etwa eine antiparallel liegende Freilaufdiode, existiert.

Bei transformatorischer Einkopplung einer Last wie einer Sekundärgleichrichterschaltung oder einer Niedervolthalogenlampe ohne eine dazu seriell geschaltete Induktivität (bis auf die parasitär vorhandene, jedoch klein gehaltene Streuinduktivität) kann der für eine ausreichende Freilaufphase einzuprägende Strom in einer lastparallelen Induktivität gespeichert werden. Um eine zusätzliche Drossel zu vermeiden, kann dazu auch der Trafo mit Luftspalt ausgeführt werden, um durch den so erhöhten Magnetisierungsstrom ausreichend Freilaufstrom nach Abschalten eines Schaltelementes zu gewährleisten.

Der Schwerpunkt der folgenden Ausführungsbeispiele liegt jedoch bei Halbbrücken mit Serienresonanzkreis, da sie sich sehr gut zum Einsatz in EVG für KLL eignen.

Zur Illustration verschiedener Möglichkeiten der

Verschaltung im Bereich der Lampe und des Resonanzkreises sind die verschiedenen Ausführungsbeispiele auch in diesem Bereich unterschiedlich gestaltet. Dies steht jedoch in keinem zwingenden Zusammenhang mit den Unterschieden zwischen den jeweiligen erfindungsgemäßen Freilaufsteuerungsschaltungen. Vielmehr sind diese Varianten praktisch beliebig kombinierbar; ihre exemplarische Darstellung dient dazu, zu verdeutlichen, daß der Gegenstand der Erfindung auf keine spezielle Verschaltung außerhalb der Freilaufsteuerungsschaltung eingeschränkt ist.

Ausführungsbeispiele

Im folgenden wird die Funktion der Schaltung anhand eines EVG für eine KLL von 15W in Form einer resonanten Halbbrückenschaltung mit MOSFET-Schalttransistoren (kurz: FET) beschrieben, welche als Nullspannungsschalter arbeiten. Statt der FET können in Fig. 1 bis 9 auch IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor, eine Kombination aus MOSFET und Bipolartransistor) mit entsprechender Spannungs- und Strombelastbarkeit verwendet werden.

Fig. 1: Die Wechselspannung des Versorgungsnetzes wird über eine Sicherung Si an den Gleichrichter GLR gelegt, die dadurch erzeugte Gleichspannung mit Hilfe eines Elektrolytkondensators Elko geglättet. Bei ausschließlicher Speisung aus einer Gleichspannungsquelle, wie einer Batterie, kann dieser Eingangsteil entfallen. Durch eine Stabkerndrossel L_{filter} und einen nachgeschalteten Folienkondensator C_{filter} läßt sich eine ausreichend gute Funkentstörung der Gesamtanordnung erzielen.

Nun wird nach Anlegen der Versorgungsspannung zur Erzeugung eines erstmaligen Startpulses durch eine Monoflop-Funktion zuerst ein Startkondensator C_s durch einen hochohmigen Widerstand R_s aus der Versorgungsspannung aufgeladen. Gleichzeitig kann durch einen „Pull-Up“-Widerstand R_{pu} parallel zum oberen Transistor T_a eine günstige Ausgangslage zum Start bei z.B. Leckströmen des unteren Transistors T_b oder zur Wiederherstellung der Ausgangsposition nach einem mißlungenen Startversuch geschaffen werden. Sobald die Spannung am Startkondensator die Schwellspannung des DIAC plus der Vorwärts-Flußspannung der unteren Zenerdiode ZD_{t_b} erreicht, schaltet dieser durch und ergießt einen Teil der Ladung von C_s in den Gate-Kondensator C_{t_b} von T_b , wodurch T_b erstmalig aktiviert wird und eine resonante Schwingung im Lastkreis einsetzt. Gleichzeitig beginnt T_b auch C_s über die Entladediode D_{dis} und den Begrenzungswiderstand R_{limit} zu entladen.

Wäre R_{limit} nicht vorhanden, so würde T_b den Startkondensator C_s schon kurz nach Überschreiten seiner Schwellspannung über D_{dis} vollständig entladen und in C_{t_b} würden so nur etwa 4V gespeichert. Bei einem EVG beispielsweise mit Stromwandlersteuerung würde zwar der einsetzende Resonanzstrom sofort mitkop-

peind wirken und dadurch auch bei einer schwachen Erst-Ansteuerung noch sicher anschwngen. Hier jedoch muß bereits der erste Puls in Größe und Dauer den später vom Freilauf generierten Steuersignalen nahekommen, da keine weiteren Mitkopplungen aus der Schaltung Steuerenergie bereitstellen.

Beginnend mit dem Ende des DIAC-Pulses wird C_{t_b} über R_{t_b} entladen, T_b schaltet nach Unterschreiten der Schwellspannung ab. In der Resonanzdrossel L_{res} ist bereits ein Strom eingepreßt. Er floß während der Aktivierung von T_b in der gezeigten EVG-Schaltung mit Vorheizung von der Plus-Versorgung parallel über C_{res} wie auch durch die Serienschaltung aus Auskoppelkondensator C_c , die obere Wendel W_H der KLL, den Kaltleiter PTC parallel zum Kondensator C_{PTC} , den Kondensator C_{sec} , die untere Wendel W_L der KLL zum Verknüpfungspunkt mit C_{res} , über L_{res} , T_b und ZD_{t_b} zu Versorgung-Minus.

Nach Abschalten von T_b wird zunächst der Trapezkondensator C_{tra} über einen Bedämpfungswiderstand R_{tra} umgeladen, bevor der in L_{res} eingepreßte Strom einen Freilaufweg über die in T_a enthaltene Freilaufdiode sucht. R_{tra} unterdrückt hochfrequente Oszillationen im vorliegenden Aufbau und ist nicht zwingend erforderlich. Der Weg des Freilaufstromes ist jedoch versperrt durch die in die Source-Leitung von T_a eingefügte Zenerdiode ZD_{t_a} , so daß er über die Diode D_{t_a} und die Parallelschaltung aus C_{t_a} und R_{t_a} fließen muß und dabei C_{t_a} auflädt, bevor er über die Transistor-antiparallele Freilaufdiode zum Verknüpfungspunkt aus C_{res} und C_c gelangt. Sobald die Spannung in C_{t_a} der Zenerspannung von ZD_{t_a} minus der Flußspannung von D_{t_a} entspricht, wird ZD_{t_a} leitend, die Spannung an C_{t_a} wird nicht weiter erhöht. Der Transistor T_a wird schon während der Freilaufphase seiner ihm antiparallelen Freilaufdiode verlustfrei (da spannungslos) eingeschaltet.

Nachdem die in L_{res} eingepreßte Energie aufgebraucht ist, endet die Freilaufphase. C_{t_a} beginnt sich durch R_{t_a} zu entladen, und der Strom kann durch T_a und ZD_{t_a} (nun nicht mehr in Zener-, sondern in Flußrichtung) sinusförmig über L_{res} und die Parallelschaltung aus C_{res} und der Serienschaltung aus den Elementen $W_L, C_{\text{sec}}, \text{PTC}$ mit C_{PTC}, W_H und schließlich C_c zurückschwingen, bis R_{t_a} die Spannung an C_{t_a} unter die Gate-Schwellspannung von T_a abgebaut hat und T_a abschaltet. Energiequelle für dieses Rückschwingen ist die im vorigen T_b -Zyklus in C_{res} sowie C_c und C_{sec} gespeicherte Energie (nicht in C_{PTC} , da niederohmig vom PTC überbrückt). Nun wird wieder der zur Verringerung von Ausschaltverlusten vorgesehene C_{tra} umgeladen, bevor der in L_{res} eingepreßte Strom seinen durch ZD_{t_b} verstellten Freilaufweg nun von Versorgung-Minus über D_{t_b} , die Parallelschaltung aus C_{t_b} und R_{t_b} , die zu T_b antiparallele Bodydiode (d.h. die dem Transistor technologisch bedingt intrinsische Diode) und schließlich über die spannungsgenerierende L_{res} und die Resonanzkondensatoren bzw. die Wendeln zu

Versorgung-Plus findet. Erreicht nun die Spannung in C_{t_b} den Wert der Zenerspannung von ZD_{t_b} minus der Flußspannung von D_{t_b} , so wird ZD_{t_b} leitend und begrenzt die Spannung an C_{t_b} . Wie schon T_a wird auch T_b mit Beginn der Freilaufphase eingeschaltet. Der Strom durch T_b und ZD_{t_b} schwingt positiv an und C_{t_b} wird wieder über R_{t_b} entladen, bis die Schwellspannung unterschritten wird und T_b erneut abschaltet.

Die Oszillation setzt sich Halbzyklus um Halbzyklus in der beschriebenen Weise fort, der über die Wendeln und den Kaltleiter fließende Strom sorgt für eine Vorheizung der Wendeln und eine Aufheizung des Kaltleiters über dessen Kipptemperatur. Nachdem der Kaltleiter nun hochohmig wird und C_{PTC} jetzt kaum mehr kurzschließt, verschiebt sich die Polstelle des Gesamt-Resonanzkreises hin zu einer höheren Frequenz - näher an die von der Halbbrücke erzeugte, wodurch die in der Trapezzschwingung der Halbbrücke enthaltene Grundwelle den Resonanzkreis stärker anregt, eine hohe Spannung über der Lampe generiert und diese dadurch zündet. Die dann brennende Lampe bedämpft den Resonanzkreis; die Oszillation setzt sich gleichwohl fort, solange genügend Freilaufenergie zur Steuerung verfügbar ist.

Im Gegensatz zu einer Stromwandlersteuerung oder einer Phasenschiebersteuerung bleibt die Betriebsfrequenz während Vorheiz-, Zünd- und Betriebsphase nahezu gleich (falls in die Sourceleitung keine Elemente, beispielsweise zusätzliche Widerstände, eingebracht werden). Eine kleine Modulation ergibt sich durch unterschiedlich lange Trapezkondensator-Umladezeiten und verschieden lange Freilaufphasen durch die zyklische Veränderung der DC-Versorgungsspannung (Elko-Brumm), da die Halbzyklusdauer gebildet wird aus C_{tra} -Umladezeit plus Freilaufzeit plus Entladezeit von C_t (C_{t_a} bzw. C_{t_b}) über R_t (R_{t_a} bzw. R_{t_b}) vom Anfangswert ZD_t -Spannung minus D_t -Flußspannung bis unter die Gate-Schwellspannung. Durch die Auslegung der Bauelemente - insbesondere der zur Last parallelen Kapazitäten - muß in allen Betriebsphasen gewährleistet werden, daß genügend Freilaufstrom in L_{res} eingeprägt wird, da sonst die Oszillation stehenbleibt und vom DIAC neu gestartet werden muß.

Ein Nachteil der in Fig. 1 gezeigten Schaltung ist, daß die exponentielle Entladung von C_t durch R_t den FET sehr langsam ausschaltet, da zuerst der lineare Bereich der FET-Kennlinie mit in der Endphase hohem Kanalwiderstand R_{DSon} durchlaufen wird, bis er schließlich von R_t ausgeräumt wird und abschaltet.

R_t läßt sich nicht beliebig niederohmig wählen, da sonst bei einer gewünschten Zeitkonstante C_t so groß werden müßte, daß der Freilaufstrom nicht mehr in allen Betriebsphasen zur vollständigen Ladung von C_t ausreicht. Durch geeignete Auslegung von C_{tra} kann jedoch ein Großteil der Ausschaltverluste vermieden werden.

Besonders nachteilig sind deshalb die Durchflußverluste gegen Ende der Einschaltdauer, wenn die

Gatespannung so niedrig ist, daß der FET im linearen Bereich betrieben wird. Diesen Nachteil zu überwinden ist Hauptziel der in Fig. 2, Fig. 3, Fig. 4, Fig. 5 und Fig. 7 gezeigten Ausführungen.

In Fig. 2 wird zum Entladewiderstand R_t (R_{t_a2} bzw. R_{t_b2}) zusätzlich eine Entladeinduktivität L_t (L_{t_a2} bzw. L_{t_b2}) in Reihe eingefügt, wodurch C_t (C_{t_a2} bzw. C_{t_b2}) in einer gedämpften Schwingung entladen wird und dadurch die Gatespannung nur in einem kleineren Zeitintervall der Halbperiodendauer als in der Ausführung von Fig. 1 den linearen Bereich des Transistors durchläuft. Als Entladeinduktivität reicht eine sehr kleine und kostengünstige Bauform, z.B. eine BC-Drossel. In der gezeigten Ausführung wird mit $R_t = 470\Omega$ eine sehr starke Bedämpfung gewählt, um ein Nachschwingen des Schwingkreises aus C_t und L_t zu unterbinden. Die Bedämpfung kann jedoch auch kleiner sein.

Weiterhin wird der Auskoppelkondensator C_{c2} nicht wie in Fig. 1 zwischen Plus-Versorgung und Lampe angeordnet, sondern zwischen L_{res2} und W_{L2} .

In Fig. 3 wird statt eines einfachen Entladewiderstandes R_t (R_{t_a3} bzw. R_{t_b3}) eine Entladung von C_t (C_{t_a3} bzw. C_{t_b3}) durch eine Konstantstromsenke gewählt, die eine Entladekurve von C_t in Form einer abfallenden Geraden erzeugt und damit günstiger ist als die exponentielle Entladekurve eines einfachen Widerstands R_t . Die Konstantstromsenke wird beispielhaft gebildet durch den Transistor T_s (T_{s_a3} bzw. T_{s_b3}), die Widerstände R_s (R_{s_a3} bzw. R_{s_b3}) und R_l (R_{l_a3} bzw. R_{l_b3}) sowie die Reihenschaltung aus den Dioden D_{s_a13} bzw. D_{s_b13} und D_{s_a23} bzw. D_{s_b23} .

Weiterhin wird in Fig. 3 auf den Kaltleiter zur Vorheizung der Wendeln verzichtet und ein Kaltstart gewählt, wobei hier der Resonanzkondensator C_{res3} die Wendel W_{L3} und der Resonanzkondensator C_{sec3} die Wendel W_{H3} mit Strom versorgt.

In Fig. 4 wird nun eine umschaltbare Zeitkonstante vorgeschlagen, wobei der zunächst voll geladene Kondensator C_t (C_{t_a4} bzw. C_{t_b4}) anfänglich hochohmig durch die parallelen Entladestrecken aus einer ersten Reihenschaltung von R_{tz} (R_{tz_a4} bzw. R_{tz_b4}), der Zenerdiode ZD_d (ZD_{d_a4} bzw. ZD_{d_b4}) und der Basis eines ersten Kleinsignal-Transistors T_t (T_{t_a4} bzw. T_{t_b4}), sowie einer zweiten Reihenschaltung aus einem Widerstand R_t (R_{t_a4} bzw. R_{t_b4}) und der durchgesteuerten Kollektor-Emitter-Strecke von T_t entladen wird. Sobald die Spannung an C_t unter die Schwelle aus der Zenerspannung von ZD_d plus der Basis-Emitter-Schwellspannung von T_t fällt, wird durch den Widerstand R_t (R_{t_a4} bzw. R_{t_b4}) ein zweiter Kleinsignal-Transistor T_{t2} (T_{t2_a4} bzw. T_{t2_b4}) aufgesteuert, der auf eine zweite, bezogen auf die erste vergleichsweise kurze Zeitkonstante (z.B. 10% der ersten) umschaltet und den Rest der Ladung von C_t wie auch die Transistorkapazitäten über R_{t2} (R_{t2_a4} bzw. R_{t2_b4}) rasch entlädt. Die Phase, in der der FET linear betrieben wird, wird also sehr schnell durchlaufen, und auch die Stromfallzeit des Drainstromes verkürzt sich deutlich.

Weiterhin wird auf den zusätzlichen „primärseitigen“ Resonanzkondensator C_{res} verzichtet und die gesamte notwendige lampenparallele Kapazität in C_{sec4} zusammengefaßt. Dies ist problemlos möglich, solange die Wendeln W_{H4} und W_{L4} nicht zu hochohmig sind. Außerdem wird die Lampe nicht zu Versorgung-Plus, sondern in Serie zum Auskoppelkondensator C_{c4} zu Versorgung-Minus geschaltet.

Die Schaltungen in Fig. 5a und Fig. 5b erzielen eine ähnliche Kurvenform der Gatespannung wie in Fig. 4, nur wird zur Umschaltung der Zeitkonstante nicht ein niederohmiger Entladewiderstand zugeschaltet, sondern es wird ab einer bestimmten Spannungsschwelle der Kondensator C_t abgetrennt, wodurch nahe dem Ende der Einschaltdauer von T_a / T_b die Zeitkonstante nur noch aus R_t (R_{t_a5a} bzw. R_{t_b5a}) und den vergleichsweise kleinen internen Kapazitäten des FET besteht.

Dabei wird in Fig. 5a der Aufladestrom von C_t (C_{t_a5a} bzw. C_{t_b5a}) über eine zusätzlich eingefügte Kleinsignaldiode D_s (D_{s_a5a} bzw. D_{s_b5a}) geführt, die in Entladerichtung von C_t sperrt. Solange die Spannung an C_t größer ist als die vorgebbare Zenerspannung der Zenerdiode ZD_d (ZD_{d_a5a} bzw. ZD_{d_b5a}) plus der Emitter-Basis-Spannung des pnp-Kleinsignal-Transistors T_s (T_{s_a5a} bzw. T_{s_b5a}), wird dieser Kleinsignal-Transistor aufgesteuert und erlaubt eine Entladung von C_t über seine Emitter-Kollektor-Strecke und R_t (R_{t_a5a} bzw. R_{t_b5a}). Fällt die Spannung von C_t unter diese Schwelle, kann C_t nicht weiter entladen werden und ist vom Gate durch den nun sperrenden T_s wie auch die sperrende D_s abgetrennt, wodurch R_t nur mehr die FET-Eingangskapazität entladen muß und somit der lineare Arbeitsbereich schneller durchlaufen wird (ca. 600ns). Das Plateau beim Abfall der Gate-Spannung unter die Schwellenspannung hat eine Dauer von ca. 400ns, die reine Fallzeit des Drainstromes liegt bei der aufgezeigten Bauteildimensionierung bei ca. 100ns und ist damit ausreichend schnell.

Weiterhin wird in Fig. 5a eine symmetrische Auskopplung über die Koppelkondensatoren C_{c_a5a} und C_{c_b5a} vorgenommen. Sind diese groß genug, so ersetzt ihre serielle Wirkung zwischen Versorgung-Plus und -Minus den Filterkondensator C_{filter} , wodurch sich die Bauelementanzahl durch die symmetrische Auskopplung nicht erhöht. Die Reihenschaltung aus C_{tra5a} und R_{tra5a} wird in diesem Ausführungsbeispiel vom Halbbrücken-Mittelpunkt zu Versorgung-Minus geschaltet.

In Fig. 5b wird die Minuszuleitung von C_t (C_{t_a5b} bzw. C_{t_b5b}) unterbrochen, um einen npn-Kleinsignal-Transistor T_s (T_{s_a5b} bzw. T_{s_b5b}) benutzen zu können. Die Wirkung ist jedoch gleichwertig mit der in Fig. 5a.

Selbstverständlich können auch die Schaltungen von Fig. 3 und Fig. 4 mit pnp-Transistoren oder auch mit FET oder integrierten Stromsenken aufgebaut oder anders dimensioniert werden.

Weiterhin wird in Fig. 5b die Reihenschaltung aus

C_{tra5b} und R_{tra5b} vom Halbbrücken-Mittelpunkt zum Verknüpfungspunkt aus C_{c5b} und W_{H5b} geschaltet.

In Fig. 6 wird eine Abschaltbeschleunigung nach Stand der Technik ausgeführt, die zusätzlich auch in allen bisherigen Ausführungen zur Reduzierung der Ausschaltverluste zwischen C_t und Gate des FET eingefügt werden kann. Dazu wird das Gate des FET über die Kleinsignaldiode D_{s_a6} bzw. D_{s_b6} aufgeladen, die Entladung erfolgt jedoch über den pnp-Kleinsignal-Transistor T_{s_a6} bzw. T_{s_b6} , dessen Basis über den Widerstand R_{b_a6} bzw. R_{b_b6} mit der Anode von D_{s_a6} bzw. D_{s_b6} verbunden ist. Die Dauer des Gatespannungs-Plateaus und die Drainstrom-Fallzeit lassen sich damit wirkungsvoll verkürzen, nicht jedoch das Durchlaufen des linearen Arbeitsbereiches des FET.

Weiterhin wird in Fig. 6 die Lampe zwar über C_{c6} mit Versorgung-Plus, der Resonanzkondensator C_{res6} jedoch mit Versorgung-Minus verbunden.

In der Ausführung von Fig. 7a wird das Gate des FET T (T_{a7a} bzw. T_{b7a}) vom Spannungsverlauf an C_t (C_{t_a7a} bzw. C_{t_b7a}) parallel R_t (R_{t_a7a} bzw. R_{t_b7a}) entkoppelt. Dazu wird die Spannung von C_t über eine erste Diode ZD_x (ZD_{x_a7a} bzw. ZD_{x_b7a}), hier vorzugsweise als Zenerdiode in Durchflußrichtung ausgebildet, in einen kleinen Hilfskondensator C_h (C_{h_a7a} bzw. C_{h_b7a}) geladen. Dieser ist aber nur wegen der Rückwärtserholzeit von ZD_x notwendig. Dann wird die Steuerspannung über einen (relativ niederohmigen) Strombegrenzungswiderstand R_x (R_{x_a7a} bzw. R_{x_b7a}) und eine weitere Diode D_y (D_{y_a7a} bzw. D_{y_b7a}) auf das Gate des FET gegeben. Ein pnp-Kleinsignal-Transistor T_y (T_{y_a7a} bzw. T_{y_b7a}) und ein npn-Kleinsignal-Transistor T_x (T_{x_a7a} bzw. T_{x_b7a}) bilden eine Thyristorstruktur, die von der Basis des pnp-Transistors aus gezündet werden kann, sobald die Spannung an C_t um die Zenerspannung von ZD_x plus die Emitter-Basis-Spannung von T_y unter die Gatespannung gesunken ist.

Der Widerstand R_y (R_{y_a7a} bzw. R_{y_b7a}) zwischen Basis und Emitter des npn-Transistors T_x und vor allem die weitere Diode D_y von Basis nach Emitter des pnp-Transistors T_y verhindern ein „Über-Kopf-Zünden“ der Thyristorstruktur durch den vom Freilaufstrom in C_t hervorgerufenen steilen Spannungsanstieg. C_h stellt den Rückwärtserholstrom von ZD_x bereit, um die Thyristorstruktur nicht schon bei kleinem Absinken der Spannung an C_t durch diesen Rückwärtserholstrom von ZD_x zu zünden. Der so gebildete Thyristor entlädt nach seiner Zündung das Gate direkt, sowie C_t und C_h über R_x .

Die Schaltung erzeugt am Gate des FET einen nahezu rechteckförmigen Spannungsverlauf, da die erste Zenerdiode ZD_x entkoppelnd wirkt, und schaltet sehr schnell ab (in der angegebenen Dimensionierung wird eine Drainstromfallzeit von 10ns erreicht).

Durch die Wahl einer Zenerdiodenstrecke mit negativem Temperaturgang läßt sich eine Frequenzerhöhung und damit eine Leistungsrückregelung bei hohen Umgebungstemperaturen (ähnlich der Ferrit Auswahl bei Ansteuerung durch einen Sättigungsstromwandler)

erzielen.

Weiterhin wird in Fig. 7a wieder eine symmetrische Auskopplung mit den Koppelkondensatoren C_{c_a7a} und C_{c_b7a} gewählt und auf C_{filter} verzichtet, wobei hier C_{res7a} zwischen den Verknüpfungspunkt aus L_{res7a} und W_{L7a} und den Verknüpfungspunkt aus C_{c_a7a} , C_{c_b7a} und W_{H7a} gelegt ist, und die Filterdrossel $L_{filter7a}$ in die Minus-Leitung der Versorgung geschaltet wurde.

Eine Thyristorstruktur ist bereits in dem (einfachen und kostengünstigen) 3-Pin-Baustein MDC1000 von Motorola enthalten und kann - siehe Fig. 7b - zur Verringerung der Bauteilanzahl genutzt werden. Der interne Widerstand von $15k\Omega$ im Baustein MDC1000 bildet natürlich mit C_{H7b} eine zweite, unerwünschte Zeitkonstante, die deutlich größer sein muß als $C_{I7b} \cdot R_{I7b}$.

Auch Fig. 7c zeigt eine Thyristorabschaltung, jedoch ohne die Zenerdiode zur Festlegung der Spannungsdifferenz zwischen C_t und Gatespannung, bei der die Thyristorstruktur gezündet werden soll. Die Spannungsdifferenz entspricht nun der Flußspannung der Entkoppeldiode D_y (D_{y_a7c} bzw. D_{y_b7c}) - da ja C_t (C_{t_a7c} bzw. C_{t_b7c}) anfänglich um diese ca. 0,6V höher aufgeladen ist als das Gate - plus der Emitter-Basis-Spannung des pnp-Transistors T_y (T_{y_a7c} bzw. T_{y_b7c}), der mit T_x (T_{x_a7c} bzw. T_{x_b7c}) die Thyristorstruktur bildet und das Gate von $\bar{T}$ (T_{a7c} bzw. T_{b7c}) direkt, sowie C_t über den Strombegrenzungswiderstand R_x (R_{x_a7c} bzw. R_{x_b7c}) entlädt. Wegen dieser geringen Differenz muß R_t (R_{t_a7c} bzw. R_{t_b7c}) hochohmiger ausgelegt sein.

Nachteilig bei dieser vereinfachten Anordnung ist jedoch der größere Temperaturgang der Differenzschwelle und die sich aus einer möglichen Bauteilstreuung ergebenden Abweichungen.

Weiterhin wird in Fig. 7c die Wendel W_{L7c} zu Versorgung-Minus, der Resonanzkondensator C_{res7c} aber zu Versorgung-Plus geschaltet.

Fig. 7d zeigt die Schaltung aus Fig. 7c unter Verwendung des erwähnten 3-Pin-Bausteines MDC1000 von Motorola zur Verringerung der Bauelementanzahl. Dabei wird der interne Widerstand von $15k\Omega$ im Baustein MDC1000 als Entladewiderstand R_{I7d} (zusammen mit dem zur Entladung in Reihe liegenden, aber kleinen R_{x7d}) genutzt. R_{x7d} begrenzt den Entladestrom von C_{I7d} nach Zündung der Thyristorstruktur.

In Fig. 8 wird in Serie zu einer Zenerdiode ZD_z (ZD_{z_a8} bzw. ZD_{z_b8}) im Freilaufweg ein Widerstand R_z (R_{z_a8} bzw. R_{z_b8}) vorgeschlagen. Zur Verringerung der Verluste während der Transistoreinschaltzeit wird diese Reihenschaltung vorzugsweise durch eine weitere Diode überbrückt. Diese kann ebenfalls als Zenerdiode ZD_t (ZD_{t_a8} bzw. ZD_{t_b8}) mit höherer Spannung als ZD_z ausgebildet sein.

Damit ist die Spitzenspannung in C_t in Abhängigkeit von der Höhe des Freilaufstromes (z.B. während der Zündung) beeinflussbar, bis hin zu einem Maximalwert, der durch die zweite Zenerdiode ZD_t gegeben ist.

Weiterhin wird in Fig. 8 die Reihenfolge der - bezogen auf den zum Laststrom in Reihe liegenden - L_{res8} und C_{c8} vertauscht und C_{c8} zum Halbbrücken-Mittelpunkt geschaltet.

In Fig. 9 wird in die Sourcezuleitung des FET T_{a9} bzw. T_{b9} ein Gegenkopplungswiderstand (dem Fachmann bekannt) R_{f_a9} bzw. R_{f_b9} eingefügt.

Weiterhin wird in Fig. 9 die Resonanzdrossel L_{res9} nicht zwischen Halbbrücken-Mittelpunkt und Lampe, sondern zwischen Versorgung-Plus (möglich wäre natürlich auch Versorgungs-Minus) und über C_{c9} zur Lampe an W_{H9} geschaltet. Die andere Wendel W_{L9} wird zum Halbbrücken-Mittelpunkt verbunden. Die Wendeln W_{H9} bzw. W_{L9} sind kurzgeschlossen, und die gesamte lampenparallele Kapazität ist in C_{res9} zusammengefaßt.

In den folgenden Schaltungsausführungen von Fig. 10 bis Fig. 14 werden bipolare Leistungstransistoren verwendet.

Fig. 10 zeigt dabei eine Minimalausführung ohne Freilaufdiode, in der der Freilaufstrom über einen Basiswiderstand R_b (R_{b_a10} bzw. R_{b_b10}) durch die Basis-Kollektordiode des bipolaren Leistungstransistors T (T_{a10} bzw. T_{b10}) fließt und den Transistor so mit Ladungsträgern überschwemmt, daß dieser auch nach Ende der Freilaufzeit noch während seiner Speicherzeit leitend bleibt. Der Basiswiderstand R_b ist mindestens beim unteren Transistor T_{b10} notwendig, da sonst der erstmalige Startpuls aus dem DIAC nicht in die Basis-Emitterstrecke von T_{b10} eingespeist werden kann. Anstelle von T_{a10} würde theoretisch (als „Quasi-Leistungsschaltelement“) auch eine definiert langsame Freilaufdiode ausreichen, die nach ihrer Durchflußphase durch den Freilaufstrom noch für eine bestimmte Rückwärts-Erholzeit geöffnet bleibt. Solch definiert langsame Dioden stehen jedoch nicht zur Verfügung. T_{b10} müßte aber auch wegen der oben erwähnten Erst-Ansteuerbarkeit durch den DIAC als Transistor (und damit jedenfalls als Leistungsschaltelement) ausgeführt sein.

Die sehr einfache Schaltung zeigt eine sehr große Streuung der Betriebsfrequenz (und damit auch der Leistung), da die Einschaltdauer des Transistors durch seine Speicherzeit definiert ist und mit Bauteilstreuung, Temperatur, aber auch unterschiedlicher Freilaufphase sehr stark variiert. Deshalb wird an den Emitter ein relativ hoher Gegenkopplungswiderstand R_e (R_{e_a10} bzw. R_{e_b10}) angefügt. Damit dieser die Zündfähigkeit mit ihren sehr viel höheren Strömen nicht zu sehr beeinträchtigt, wird er in der gewählten Ausführung mit Dioden D_e (D_{e_a10} bzw. D_{e_b10}) überbrückt (vgl. DE 38 35 121 A1).

Fig. 11 beschreibt bereits eine Verbesserung der Grundsaltung von Fig. 10. Parallel zum Ansteuer-Freilaufweg aus R_b (R_{b_a11} bzw. R_{b_b11}) und Basis-Kollektordiode von T (T_{a11} bzw. T_{b11}) wird noch eine reguläre Freilaufdiode D_f (D_{f_a11} bzw. D_{f_b11}) angeordnet, deren Durchflussschwelle durch eine zusätzliche

antiserielle Zenerdiode ZD_f (ZD_{f_a11} bzw. ZD_{f_b11}) um die Spannung U_{ZDf} erhöht wird. Dadurch kann die Höhe der Basis-Kollektorbestromung während der Freilaufphase auf ca. $U_{ZDf} \cdot R_b$ konstant gehalten werden (da die Basis-Kollektor-Schwellspannung von T in etwa der Flußspannung der Freilaufdiode D_f entspricht).

Weiterhin wird in Fig. 11 im Gegensatz zu den bisherigen Ausführungen nicht der untere Transistor T_b11 , sondern der obere Transistor T_a11 vom DIAC erstmalig angestoßen, wodurch der Startkondensator C_s11 notwendigerweise zum Mittelpunkt der Halbbrücke als Bezugspotential verbunden wird. Geladen wird C_s11 von R_s11 aus Versorgung-Plus, wobei der Mittelpunkt der Halbbrücke hier über einen „Pull-Down“-Widerstand R_{pd11} nach Versorgung-Minus verbunden sein muß. Die Entlade-Diode D_{dis11} wird parallel zu R_s11 mit der Anode zu C_s11 geschaltet.

Die Wendeln W_H11 und W_L11 sind mit den Dioden D_{WH11} und D_{WL11} überbrückt, um nur jeweils eine Halbwelle des über C_{sec11} fließenden Resonanzstromes in der Wendel zu führen. Damit kann nachträglich eine Anpassung der äußeren Beschaltung der Lampe an einen sonst nicht optimalen Ohmschen Wendelwiderstand vorgenommen werden.

Die in Fig. 12 gezeigte Schaltungsvariante verbessert das Betriebsverhalten, indem in Serie zu R_b (R_{b_a12} bzw. R_{b_b12}) eine Parallelschaltung aus einer Steuerdrossel L_t (L_{t_a12} bzw. L_{t_b12}) und einem Bedämpfungswiderstand R_p (R_{p_a12} bzw. R_{p_b12}) eingefügt wird. Dies bewirkt, daß während der Freilaufphase in L_t ein Steuerstrom eingepreßt wird, wobei nach Abklingen des Freilaufstromes der in L_t eingepreßte Steuerstrom weiter in die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T (T_a12 bzw. T_b12) gespeist wird, dabei dieser eingepreßte Steuerstrom fast linear abnimmt, schließlich zu Null wird, und nun während der Speicherzeit des Transistors sich ein negativer Ausräumstrom in L_t einprägt, der nach Ablauf der Speicherzeit die Basis mit dem eingepreßten negativen Steuerstrom sehr definiert ausräumt.

Hier ist nun die Einschaltzeit des Transistors nicht mehr nur durch seine Speicherzeit allein definiert, sondern zu erheblichem Anteil durch die in L_t zwischengespeicherte Steuerenergie. Zusätzlich wird das Abschaltverhalten verbessert.

Weiterhin wird in Fig. 12 auf den Filterkondensator C_{filter} verzichtet, und die Filterdrossel L_{filter} wird in die Stromzuführung vor dem Elko gelegt, hier auf der Wechselstromseite vor dem Gleichrichter GLR12. L_{filter} kann natürlich auch als Drossel mit aufgeteilter Wicklung in beide Zuleitungen verschaltet sein, auch als stromkompensierte Drossel, und kann auch mit weiteren Entstörbauerelementen kombiniert werden.

In Fig. 13 ist eine weitere Variation der Freilauf-Ansteuerung gezeigt. Dabei wird zunächst auf die in Fig. 11 eingeführte Serienschaltung aus Freilaufdiode und antiserieller Zenerdiode verzichtet und damit der gesamte Freilaufstrom in die Basis-Kollektor-Diode von

T (T_a13 bzw. T_b13) gespeist, jedoch wird zur Begrenzung der Spannung über der Emitter-Basis-Strecke (zu der auch der Stromanstieg in L_t (L_{t_a13} bzw. L_{t_b13}) direkt proportional ist) während der Freilaufphase eine Serienschaltung aus einer Kleinsignaldiode D_t (D_{t_a13} bzw. D_{t_b13}) und einer antiseriellen Zenerdiode ZD_t (ZD_{t_a13} bzw. ZD_{t_b13}) parallel zur Serienschaltung aus Basis-Emitter-Strecke von T und Emitterwiderstand R_e (R_{e_a13} bzw. R_{e_b13}) verwendet. Vorteilhaft gegenüber der Ausführung in Fig. 12 ist der geringere Preis der Kleinsignaldiode gegenüber der (schnellen Hochvolt-) Freilaufdiode; nachteilig ist die fehlende Entkopplung des Ansteuerstromes von der Höhe des Freilaufstromes. Alternativ zur Zenerdiode antiseriell zur Kleinsignaldiode kann auch eine Serienschaltung aus einer oder mehreren weiteren Kleinsignaldioden verwendet werden.

Zur Begrenzung der Amplitude des DIAC-Startpulses wird ein Begrenzungswiderstand R_{DIAC13} in Reihe zum DIAC geschaltet.

Die Ausführung in Fig. 14 hat, verglichen mit Fig. 13, noch zusätzliche Freilaufdioden D_f (D_{f_a14} bzw. D_{f_b14}) von der Basis des oberen Transistors T_a14 zum Pluspotential der Versorgung sowie von der Basis des unteren Transistors T_b14 zum Mittenpotential der Halbbrücke. Dadurch fließt zumindest ein Teil des Freilaufstromes über diese Strecke und bestromt nicht mehr die Basis-Kollektor-Diode des Transistors T_a14 bzw. T_b14 , wobei in die Kollektorzuleitung des Transistors ein Bauteil oder eine Baugruppe eingefügt werden kann, das durch seinen Spannungsabfall während der Freilaufphase den Weg des Freilaufstromes über die eingefügte Freilaufdiode D_f weiter begünstigt, und in einer besonders bevorzugten Ausführungsform dieses Bauelement in Serie zum Kollektor eine Diode D_c (D_{c_a14} bzw. D_{c_b14}) ist, so daß der gesamte Freilaufstrom über die eingefügte Freilaufdiode gezwungen wird. Der Freilaufstrom erzeugt über der Zener-Strecke aus der Reihenschaltung der Zenerdiode ZD_t (ZD_{t_a14} bzw. ZD_{t_b14}) und der Kleinsignaldiode D_t (D_{t_a14} bzw. D_{t_b14}) parallel zum R_b - L_t - R_p -Netzwerk einen Spannungsabfall, der in L_t (L_{t_a14} bzw. L_{t_b14}) einen Stromanstieg bewirkt. Dieser in L_t eingepreßte Strom ist die einzige und zudem definierte Ansteuerquelle für den Transistor, so daß lediglich noch die normale Speicherzeit des Transistors (wie bei jeder Sättigungsstromwandlerschaltung auch) für eine gewisse Streuung sorgt. Natürlich könnte auch diese Speicherzeit und damit ihre Streuung durch eine Entsättigungsschaltung an T weiter reduziert werden.

Von allen untersuchten bipolaren Varianten weist diese die geringsten Streuungen auf, bedingt aber auch den größten Aufwand.

Die in Fig. 1 bis Fig. 14 beispielhaft verwendeten Bauteile und Dimensionierungen werden nachfolgend aufgelistet. Dabei sind folgende Bauteile in allen Ausführungsbeispielen gleich:

Si:	1 A mittelträge			MKP
GLR:	DF06M		C_{c3} :	47nF 400V
Elko:	4,7 μ F 350V			MKT
L_{filter} :	1,5mH SIEMENS-BC (bobbin core)		C_{sec3} :	2,7nF 1000V
C_{filter} :	220nF 400V MKT	5		MKP
R_s :	1M Ω (außer Fig. 11)		Fig. 4:	
C_s :	100nF 63V			
D_{dis} :	1N4004		C_{t_a4} / C_{t_b4} :	1,5nF 63V MKT
DIAC:	DB3N		R_{tz_a4} / R_{tz_b4} :	10k Ω
R_{limit} :	Fig. 1 - Fig. 9: 330 Ω	10	ZD_{d_a4} / ZD_{d_b4} :	BZX 55 / C 6V8
	Fig. 10 - Fig. 14: 100 Ω			(6,8V)
D_t :	1N4148		R_{zb_a4} / R_{zb_b4} :	10k Ω
T:	FET: SSU1N50 (Fig. 1 - Fig. 9)		R_{t_a4} / R_{t_b4} :	4,7k Ω
	bipolar: BUD43B (Fig. 10 - Fig. 14)		R_{t2_a4} / R_{t2_b4} :	220 Ω
R_{tra} :	22 Ω	15	$T_{t_a4} / T_{t_b4} / T_{t2_a4} / T_{t2_b4}$:	BC546B
C_{tra} :	1nF 630V MKP		ZD_{t_a4} / ZD_{t_b4} :	BZX 85 / C 15
R_{pu} :	470k Ω			(15V)
PTC:	S1380 (175 Ω Kaltwiderstand)		L_{res4} :	3mH EF16

Die anderen Bauteile sind den folgenden Zusatz-
stücklisten zu entnehmen:

Fig. 1:

R_{t_a} / R_{t_b} :	680 Ω	25
C_{t_a} / C_{t_b} :	6,8nF 63V MKT	
ZD_{t_a} / ZD_{t_b} :	BZX 85 / C 15 (15V)	
L_{res} :	3mH EF16	
C_{res} :	2,2nF 1000V MKP	
C_c :	47nF 400V MKT	30
C_{sec} :	10nF 500V MKT	
C_{PTC} :	4,7nF 500V MKT	

Fig. 2:

R_{t_a2} / R_{t_b2} :	470 Ω	35
C_{t_a2} / C_{t_b2} :	6,8nF 63V MKT	
L_{t_a2} / L_{t_b2} :	4,7mH SIEMENS-BC (bobbin core)	
ZD_{t_a2} / ZD_{t_b2} :	BZX 85 / C 15 (15V)	40
L_{res2} :	3mH EF16	
C_{res2} :	2,2nF 1000V MKP	
C_{c2} :	47nF 400V MKT	
C_{sec2} :	10nF 500V MKT	
C_{PTC2} :	4,7nF 500V MKT	45

Fig. 3:

R_{ct_a3} / R_{ct_b3} :	22 Ω	50
C_{t_a3} / C_{t_b3} :	6,8nF 63V MKT	
R_{sa_a3} / R_{sa_b3} :	10k Ω	
$D_{s_a13} / D_{s_a23} / D_{s_b13} / D_{s_b23}$:	1N4148	
T_{s_a3} / T_{s_b3} :	BC546B	
R_{l_a3} / R_{l_b3} :	43 Ω	
ZD_{t_a3} / ZD_{t_b3} :	BZX 85 / C 15 (15V)	55
L_{res3} :	3mH EF16	
C_{res3} :	2,7nF 1000V	

C_{c4} :	47nF 400V
	MKT
C_{res4} :	6,8nF 1000V
	MKP

Fig. 5a:

D_{s_a5a} / D_{s_b5a} :	1N4148
C_{t_a5a} / C_{t_b5a} :	15nF 63V MKT
R_{bz_a5a} / R_{bz_b5a} :	10k Ω
T_{s_a5a} / T_{s_b5a} :	BC556B
ZD_{d_a5a} / ZD_{d_b5a} :	BZX 55 / C 8V2 (8,2V)
R_{d_a5a} / R_{d_b5a} :	3,3k Ω
R_{t_a5a} / R_{t_b5a} :	680 Ω
ZD_{t_a5a} / ZD_{t_b5a} :	BZX 85 / C 15 (15V)
L_{res5a} :	3mH EF16
C_{c_a5a} / C_{c_b5a} :	100nF 250V MKT
C_{res5a} :	6,8nF 1000V MKP

Fig. 5b:

D_{s_a5b} / D_{s_b5b} :	1N4148
C_{t_a5b} / C_{t_b5b} :	15nF 63V MKT
R_{bz_a5b} / R_{bz_b5b} :	10k Ω
T_{s_a5b} / T_{s_b5b} :	BC546B
ZD_{d_a5b} / ZD_{d_b5b} :	BZX 55 / C 8V2 (8,2V)
R_{d_a5b} / R_{d_b5b} :	3,3k Ω
R_{t_a5b} / R_{t_b5b} :	620 Ω
ZD_{t_a5b} / ZD_{t_b5b} :	BZX 85 / C 15 (15V)
L_{res5b} :	3mH EF16
C_{c_a5b} / C_{c_b5b} :	100nF 250V MKT
C_{res5b} :	6,8nF 1000V MKP

Fig. 6:

C_{t_a6} / C_{t_b6} :	6,8nF 63V MKT
R_{t_a6} / R_{t_b6} :	680 Ω
D_{s_a6} / D_{s_b6} :	1N4148
R_{b_a6} / R_{b_b6} :	10k Ω

T_{s_a6} / T_{s_b6} : BC556B
 ZD_{t_a6} / ZD_{t_b6} : BZX 85 / C 15 (15V)
 L_{res6} : 3mH EF16
 C_{c6} : 47nF 400V MKT
 C_{res6} : 2,2nF 1000V MKP
 C_{sec6} : 10nF 500V MKT
 C_{PTC6} : 3,3nF 500V MKT

Fig. 7a:

C_{t_a7a} / C_{t_b7a} : 4,7nF 63V MKT
 R_{t_a7a} / R_{t_b7a} : 3,6k Ω
 ZD_{x_a7a} / ZD_{x_b7a} : BZX 55 / C 3V6 (3,6V)
 C_{h_a7a} / C_{h_b7a} : 1nF 63V MKT
 R_{x_a7a} / R_{x_b7a} : 100 Ω
 D_{y_a7a} / D_{y_b7a} : 1N4148
 T_{y_a7a} / T_{y_b7a} : BC556B
 T_{x_a7a} / T_{x_b7a} : BC546B
 R_{y_a7a} / R_{y_b7a} : 5,1k Ω
 ZD_{t_a7a} / ZD_{t_b7a} : BZX 85 / C 12 (12V)
 L_{res7a} : 3mH EF16
 C_{c_a7a} / C_{c_b7a} : 100nF 250V MKT
 C_{res7a} : 6,8nF 1000V MKP
 C_{sec7a} : 6,8nF 500V MKT
 C_{PTC7a} : 3,3nF 500V MKT

Fig. 7b:

C_{t7b} : 4,7nF 63V MKT
 R_{t7b} : 4,7k Ω
 ZD_{x7b} : BZX 55 / C 3V6 (3,6V)
 C_{h7b} : 1nF 63V MKT
 R_{x7b} : 100 Ω
 MDC1000 (Motorola) ZD_{t7b} : BZX 85 / C 12 (12V)

Fig. 7c:

C_{t_a7c} / C_{t_b7c} : 6,8nF 63V MKT
 R_{t_a7c} / R_{t_b7c} : 15k Ω
 R_{x_a7c} / R_{x_b7c} : 100 Ω
 D_{y_a7c} / D_{y_b7c} : 1N4148
 T_{y_a7c} / T_{y_b7c} : BC556B
 T_{x_a7c} / T_{x_b7c} : BC546B
 R_{y_a7c} / R_{y_b7c} : 5,1k Ω
 ZD_{t_a7c} / ZD_{t_b7c} : BZX 85 / C 12 (12V)
 L_{res7c} : 3mH EF16
 C_{c_a7c} / C_{c_b7c} : 100nF 250V MKT
 C_{res7c} : 6,8nF 1000V MKP
 C_{sec7c} : 6,8nF 500V MKT

Fig. 7d:

C_{t7d} : 4,7nF 63V MKT
 (R_{t7d}) : 15k Ω - im MDC1000 enthalten)
 R_{x7d} : 100 Ω
 MDC1000 (Motorola) ZD_{t7d} : BZX 85 / C 12 (12V)

Fig. 8:

R_{t_a8} / R_{t_b8} : 680 Ω
 C_{t_a8} / C_{t_b8} : 6,8nF 63V MKT
 ZD_{z_a8} / ZD_{z_b8} : BZX 85 / C 12 (12V)
 R_{z_a8} / R_{z_b8} : 10 Ω
 ZD_{t_a8} / ZD_{t_b8} : BZX 85 / C 15 (15V)
 L_{res8} : 3mH EF16
 C_{res8} : 3,3nF 1000V MKP
 C_{c8} : 47nF 400V MKT
 C_{sec8} : 3,3nF 1000V MKP

Fig. 9:

R_{t_a9} / R_{t_b9} : 680 Ω
 C_{t_a9} / C_{t_b9} : 6,8nF 63V MKT
 R_{f_a9} / R_{f_b9} : 3,3 Ω
 ZD_{t_a9} / ZD_{t_b9} : BZX 85 / C 15 (15V)
 L_{res9} : 3mH EF16
 C_{res9} : 6,8nF 1000V MKP
 C_{c9} : 47nF 400V MKT

Fig. 10:

R_{b_a10} / R_{b_b10} : 33 Ω
 R_{e_a10} / R_{e_b10} : 3,3 Ω
 D_{e_a10} / D_{e_b10} : BA157GP
 L_{res10} : 2,5mH EF16
 C_{res10} : 6,8nF 1000V MKP
 C_{c10} : 47nF 400V MKT
 C_{sec10} : 3,3nF 1000V MKP

Fig. 11:

R_{s11} : 680k Ω
 R_{pd11} : 330k Ω
 R_{b_a11} / R_{b_b11} : 33 Ω
 R_{e_a11} / R_{e_b11} : 3,3 Ω
 D_{e_a11} / D_{e_b11} : BA157GP
 D_{f_a11} / D_{f_b11} : BA157GP
 ZD_{f_a11} / ZD_{f_b11} : BZX 55 / C 5V1 (5,1V)
 L_{res11} : 2,5mH EF16
 C_{c11} : 47nF 400V MKT
 D_{WH11} / D_{WL11} : BA157GP
 C_{sec11} : 10nF 1000V MKP

Fig. 12:

$L_{filter12}$: 2,2mH SIEMENS-LBC (large bobbin core)
 R_{b_a12} / R_{b_b12} : 22 Ω
 L_{t_a12} / L_{t_b12} : 100 μ H SIEMENS-BC (bobbin core)
 R_{p_a12} / R_{p_b12} : 330 Ω
 R_{e_a12} / R_{e_b12} : 2,2 Ω
 D_{f_a12} / D_{f_b12} : BA157GP
 ZD_{f_a12} / ZD_{f_b12} : BZX 55 / C 5V1 (5,1V)
 L_{res12} : 3,5mH EF16

C_c12: 47nF 400V MKT
C_{sec}12: 10nF 1000V MKP

Fig. 13:

R_{DIAC}13: 22Ω
R_{b_a}13 / R_{b_b}13: 22Ω
L_{t_a}13 / L_{t_b}13: 220μH SIEMENS-BC (bobbin core)
R_{p_a}13 / R_{p_b}13: 220Ω
R_{e_a}13 / R_{e_b}13: 4,3Ω
D_{t_a}13 / D_{t_b}13: 1N4148
ZD_{t_a}13 / ZD_{t_b}13: BZX 55 / C 4V3 (4,3V)
L_{res}13: 3,5mH EF16
C_c13: 47nF 400V MKT
C_{res}13: 10nF 1000V MKP

Fig. 14:

R_{b_a}14 / R_{b_b}14: 22Ω
L_{t_a}14 / L_{t_b}14: 100μH SIEMENS-BC (bobbin core)
R_{p_a}14 / R_{p_b}14: 330Ω
R_{e_a}14 / R_{e_b}14: 2,2Ω
D_{f_a}14 / D_{f_b}14: BA157GP
D_{t_a}14 / D_{t_b}14: 1N4148
ZD_{t_a}14 / ZD_{t_b}14: BZX 55 / C 6V8 (6,8V)
D_{c_a}14 / D_{c_b}14: BA157GP
L_{res}14: 3,5mH EF16
C_c14: 47nF 400V MKT
C_{sec}14: 10nF 1000V MKP

Die Dimensionierung der Steuerbauelemente muß nicht zwangsläufig für T_a und T_b gleich sein. In den hier gezeigten Anwendungen ist jedoch ein Tastverhältnis von 50% günstig, weshalb für T_a und T_b die gleiche Ansteuerung gewählt wurde.

Patentansprüche

1. Schaltung zum Betreiben einer Last mit mindestens einem Leistungsschaltenelement (T) mit antiparalleler Freilaufstrecke, durch die während einer Freilaufphase ein bezüglich dem leitenden Zustand des Schaltelements antiparalleler Freilaufstrom fließen kann, dadurch gekennzeichnet, daß nach dem anfänglichen Start der Schaltung in ihren Betriebszustand die Energie zum Steuern des Schaltelements (T) in seinen eingeschalteten Zustand unter Verwendung des Freilaufstroms gewonnen wird.
2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltung ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG) zum Betreiben einer Lampe ist, vorzugsweise einer Niederdruckentladungslampe, vorzugsweise im Leistungsbereich bis zu einigen zehn Watt.

3. Schaltung nach Anspruch 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß in die Freilaufstrecke ein Bauelement oder eine Baugruppe eingefügt ist, über dem oder der Freilaufstrom einen Spannungsabfall erzeugt, welcher in einem Steuerenergiespeicherelement die Energie zum Steuern des Leistungsschaltelements bereitstellt.

4. Schaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß das in die Freilaufstrecke eingefügte Bauelement eine Zenerdiode (Zd_i) ist.

5. Schaltung nach einem der Ansprüche 2 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine Halbbrückenschaltung mit einem Resonanzkreis, bestehend aus einer Leistungsdrossel (L_{res}) und mindestens einer direkt oder mittelbar zur Lampe parallelen Resonanzkapazität (C_{res}), verwendet wird.

6. Schaltung nach einem der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das Leistungsschaltenelement ein spannungsgesteuertes Bauelement, etwa ein FET, ist und die Spannungsstoßfunktion, welche von dem in die zugeordnete Freilaufstrecke eingefügten Bauelement oder der Baugruppe während der Freilaufphase gebildet wird, über eine Diode (D_i) in einem Kondensator (C_i) zwischengespeichert wird und dieser Kondensator direkt oder über weitere Bauelemente mit dem Gate des Leistungsschaltelements verbunden ist und dieser Kondensator über eine Entladeschaltung nach Ablauf der Freilaufphase wieder entladen und dadurch die Einschaltdauer des Leistungsschalters festgelegt wird.

7. Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur Entladung des Kondensators (C_i) ein Widerstand (R_i) verwendet wird.

8. Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur Entladung des Kondensators (C_i) eine Drossel (L_i) und ein Bauelement, etwa ein Widerstand (R_i), oder eine Baugruppe zur Bedämpfung des Schwingkreises bestehend aus dem Kondensator (C_i) und der Drossel (L_i), benutzt werden.

9. Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur Entladung des Kondensators (C_i) eine Konstantstromsenke benutzt wird.

10. Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur Entladung des Kondensators (C_i) eine Entladeschaltung mit umschaltbarer Zeitkonstante verwendet wird, wobei die Entladung zunächst hochohmig und dann - ab einer festgelegten Spannungsschwelle - deutlich niederohmiger erfolgt.

11. Schaltung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Kondensator (C_1) über eine zusätzliche Baugruppe in Serie unterhalb einer bestimmten Spannungsschwelle abgekoppelt und nicht voll entladen wird. 5
12. Schaltung nach einem der Ansprüche 6 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß durch eine Zusatzbeschaltung aus einer Aufladediode (D_3) zwischen dem Gate des Leistungsschaltelements (T) und dem Kondensator (C_1), einem Widerstand zwischen der kondensatorseitigen Seite der Aufladediode und der Basis eines Transistors (T_3), dessen Emitter zum Gate und dessen Kollektor zur Source geschaltet ist, die Abschaltung des Leistungsschaltelements beschleunigt wird. 10 15
13. Schaltung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Kondensator (C_1) und sein paralleler Entladewiderstand (R_1) über mindestens eine Diode (ZD_x) vom Gate des Leistungsschaltelements (T) entkoppelt wird, wodurch das Gate auf die Spitzenspannung des Kondensators (C_1) minus der Flußspannung der Diode aufgeladen wird, eine anschließende Entladung des Gates mit der Entladung des Kondensators (C_1) jedoch so lange durch die nun sperrende Diode verhindert wird, bis eine Thyristor-Struktur gezündet wird, die den Kondensator (C_1) und die Eingangskapazität des Leistungsschaltelements (T) schnell entlädt, und somit am Gate eine nahezu rechteckförmige Steuerspannung erzeugt wird. 20 25 30
14. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß in Serie zu einer Zenerdiode (ZD_2) in der Freilaufstrecke ein zusätzlicher Widerstand (R_2) eingefügt wird. 35
15. Schaltung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß dieser Widerstand (R_2), vorzugsweise die gesamte Reihenschaltung aus diesem Widerstand und der Zenerdiode (ZD_2), durch eine zusätzliche Diode (ZD_1) überbrückt wird. 40
16. Schaltung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß diese zusätzliche Diode als Zenerdiode (ZD_1) ausgebildet ist. 45
17. Schaltung nach einem der vorgenannten Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß in einen Source- oder Emitteranschluß eines Leistungsschaltelements (T) ein Gegenkopplungswiderstand (R_f) eingefügt wird. 50
18. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5 und 14 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß das Leistungsschaltelement (T) ein bipolarer Transistor ist, der durch den Freilaufstrom direkt oder mittelbar eingeschaltet wird und dessen Einschaltdauer bestimmt ist durch seine Ladungsträgerspeicherzeit oder einen in einer Steuerdrossel (L_1) eingepägten, nach der Freilaufphase abnehmenden Steuerstrom oder aber aus einer Kombination aus Speicherzeit und Steuerstrom. 55
19. Schaltung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß der Freilaufstrom über einen basisseitigen Widerstand (R_b) und die Basis-Kollektordiode des bipolaren Transistors (T) fließen kann, wodurch der Transistor so mit Ladungsträgern überschwemmt wird, daß er - auch ohne Basisansteuerung nach der Freilaufphase - über seine Ladungsträgerspeicherzeit noch einige μs geöffnet bleibt und einen Kollektor-Emitterstrom zuläßt, bis er abschaltet.
20. Schaltung nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß eine Freilaufdiode (D_1) mit einer anti-seriellen Zenerdiode (ZD_1) parallel zum Transistor (T) geschaltet wird, wodurch ein Teil des Freilaufstromes über diese in der Durchflußspannung erhöhte Freilaufstrecke abfließt und ein zweiter, dadurch konstant gehaltener Teil die Basis-Kollektor-Diode überschwemmt.
21. Schaltung nach Anspruch 19 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich zum Basiswiderstand (R_b) eine Parallelschaltung aus einer Steuerdrossel (L_1) und einem Bedämpfungswiderstand (R_p) in die Basiszuleitung des bipolaren Transistors (T) eingefügt wird.
22. Schaltung nach Anspruch 21, jedoch nicht 20, dadurch gekennzeichnet, daß parallel zu der Reihenschaltung aus dem Basiswiderstand (R_b) und der Parallelschaltung aus dem Bedämpfungswiderstand (R_p) und der Steuerdrossel (L_1) eine Reihenschaltung aus mehreren Dioden oder einer Zenerdiode (ZD_1) und einer antiseriellen Diode (D_1) geschaltet wird, so daß während der Freilaufphase die negative Spannung an der Basis-Emitterstrecke des bipolaren Transistors (T) und dadurch auch die Spannung, die den Stromanstieg in der Steuerdrossel (L_1) während der Freilaufphase festlegt, limitiert wird.
23. Schaltung nach einem der Ansprüche 18 bis 22, dadurch gekennzeichnet, daß bei Verwendung einer Halbbrücke mit zwei bipolaren Transistoren (T) von der Basis des pluspotentialseitigen Transistors zum Pluspotential und von der Basis des minuspotentialseitigen Transistors zum Mittenpunkt der Halbbrücke jeweils eine Freilaufdiode (D_1) geschaltet wird, die zumindest einen Teil des Freilaufstromes übernimmt, der ohne diese Diode ganz durch die Basis-Kollektordiode fließen würde.

24. Schaltung nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß in die Kollektorzuleitung jedes der beiden bipolaren Transistoren (T) ein Bauteil (D_c) oder eine Baugruppe eingefügt wird, das oder die über seinen bzw. ihren Spannungsabfall während der Freilaufphase die Bestromung der Basis-Kollektordiode zugunsten des über die Freilaufdiode (D_f) abfließenden Anteils vermindert. 5
25. Schaltung nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß das Bauteil in Serie zum Kollektor eine Diode (D_c) ist. 10
26. Schaltung nach einem der vorgenannten Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der erstmalige Anstoß zum Start einer freischwingenden Oszillation der Schaltung in ihrem Betriebszustand nach dem Anlegen einer Versorgungsspannung generiert wird durch einen DIAC, dessen einer Anschluß direkt oder mittelbar zum Gate oder zur Basis eines Leistungsschaltelements (T) verbunden ist und dessen anderer Anschluß mit einem Startkondensator (C_s) verbunden ist, der hochohmig aus der Versorgungsspannung geladen wird, und der nach Start der Oszillation über eine Entladediode (D_{dis}) und die Schaltstrecke des angestoßenen Leistungsschaltelements immer wieder entladen wird, so daß sich im Betrieb keine zur Zündung des DIACs ausreichende Spannung mehr über ihm aufbauen kann, wobei in Reihe zur Entladediode vorzugsweise ein Widerstand (R_{limit}) angeordnet wird, mit dem die Zeitdauer des erstmaligen Anstoßes beeinflußt werden kann, und in Reihe zum DIAC ein weiterer Widerstand eingefügt werden kann, mit dem die Höhe des Strompulses begrenztbar ist. 15 20 25 30 35

40

45

50

55

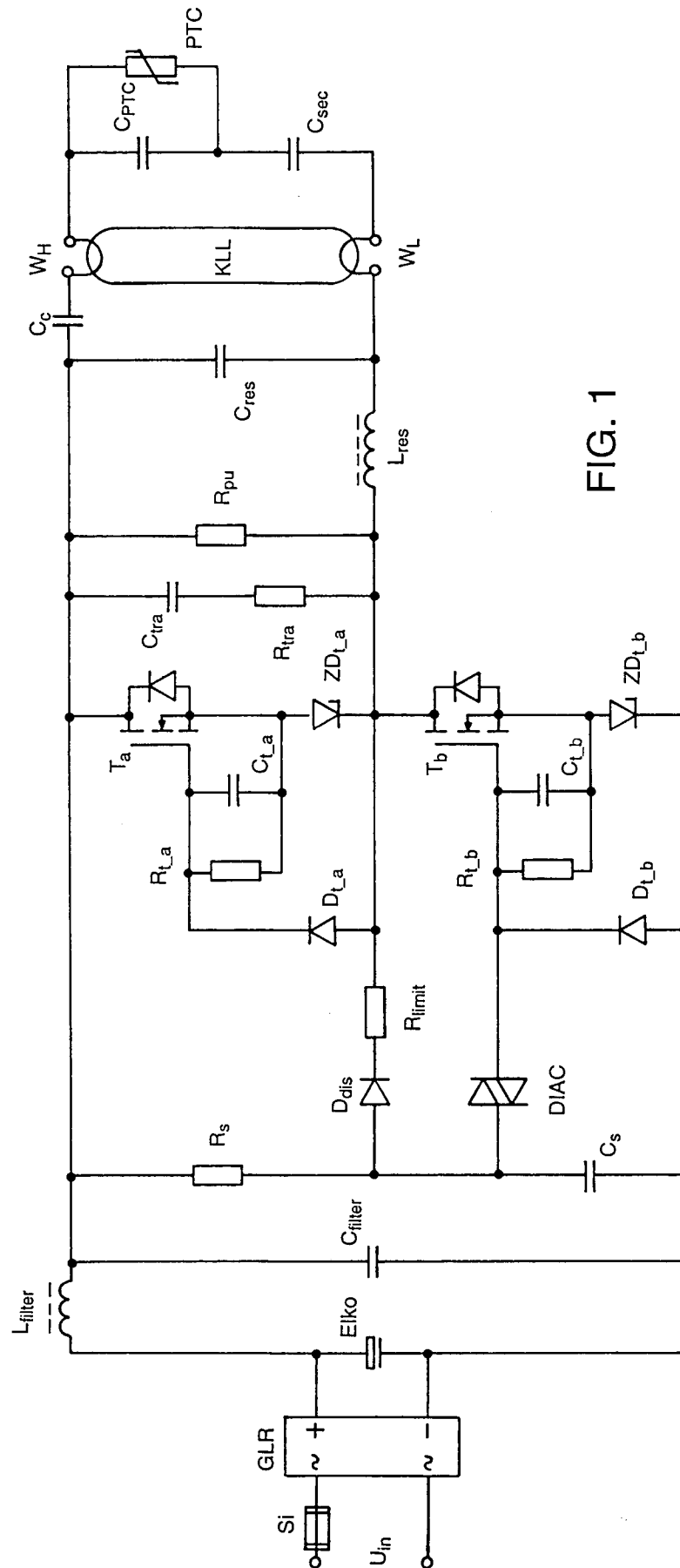


FIG. 1

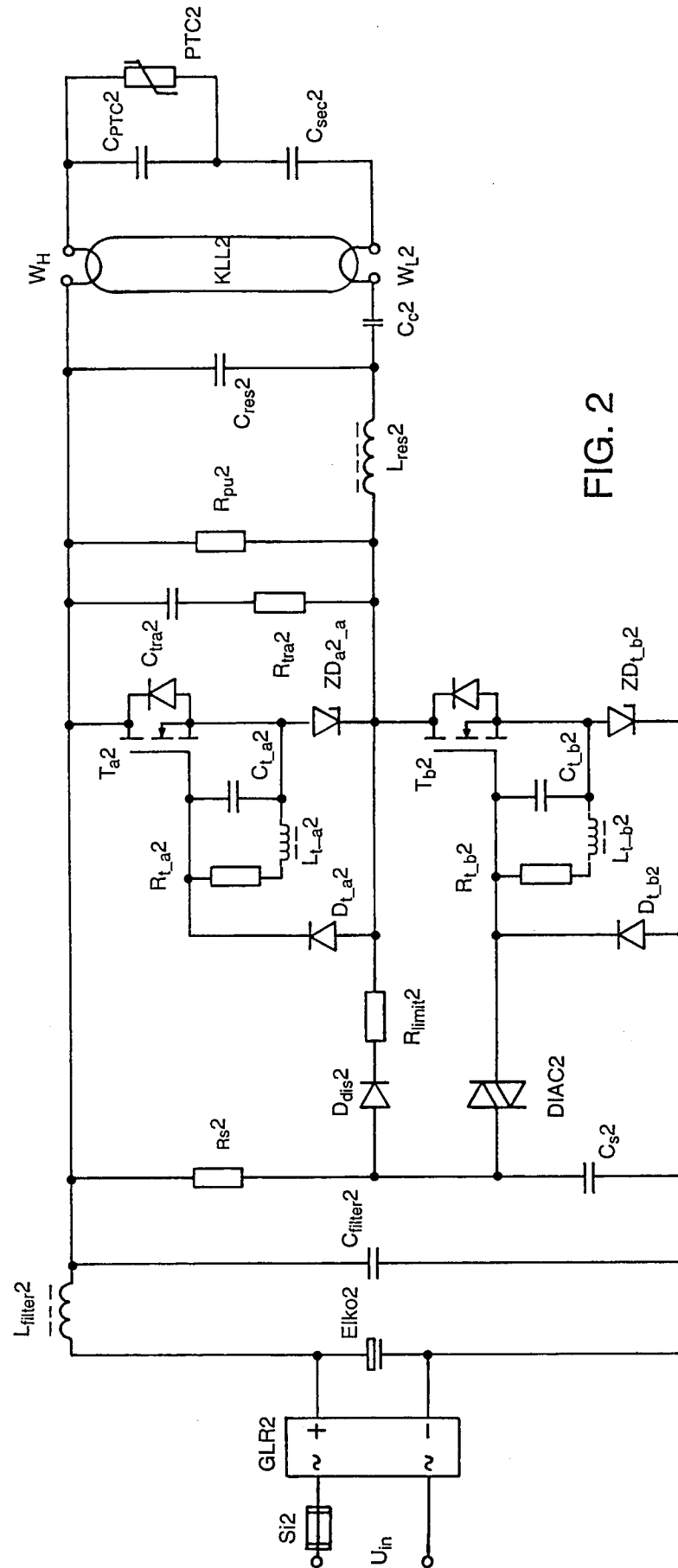


FIG. 2

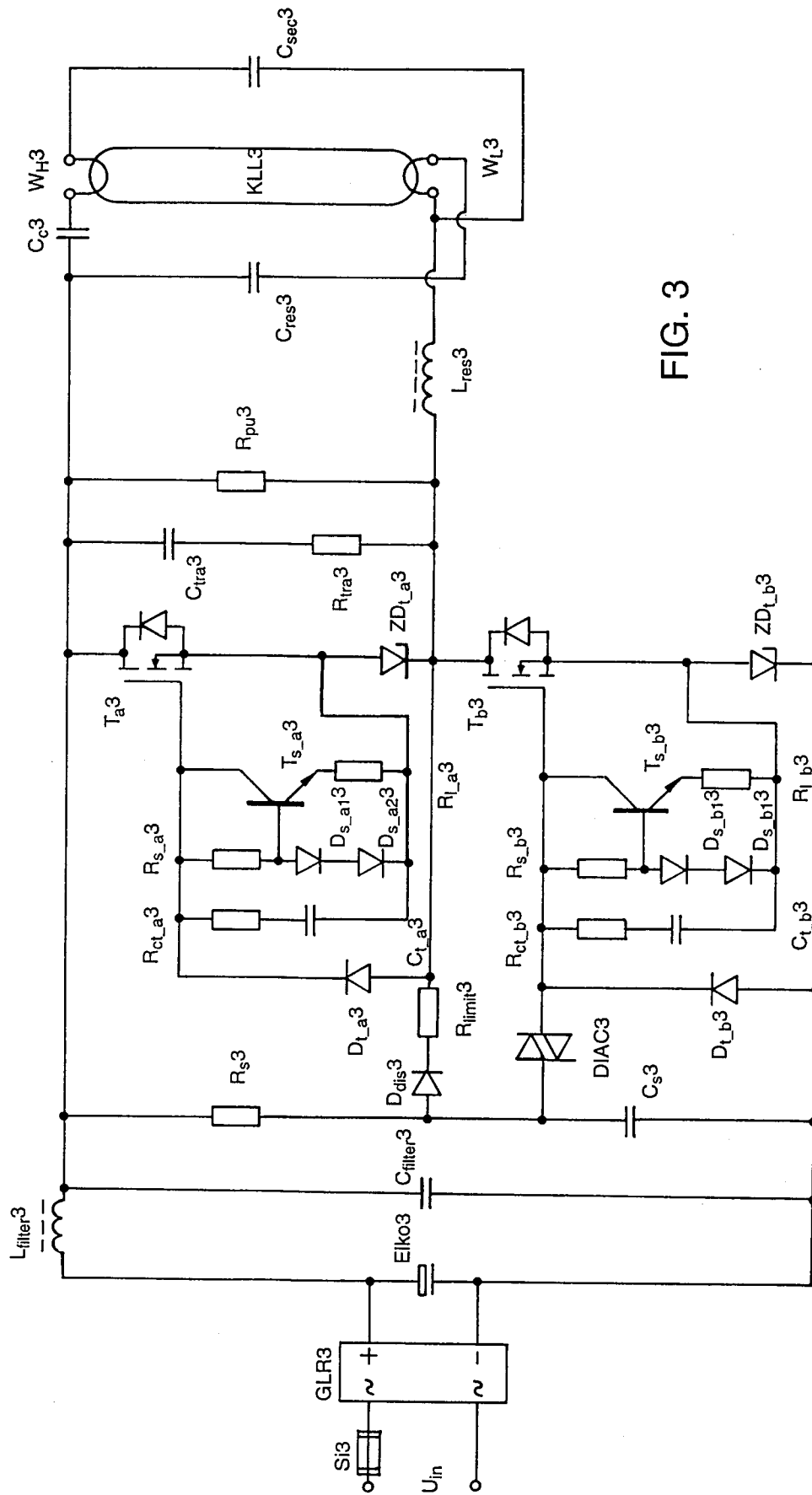
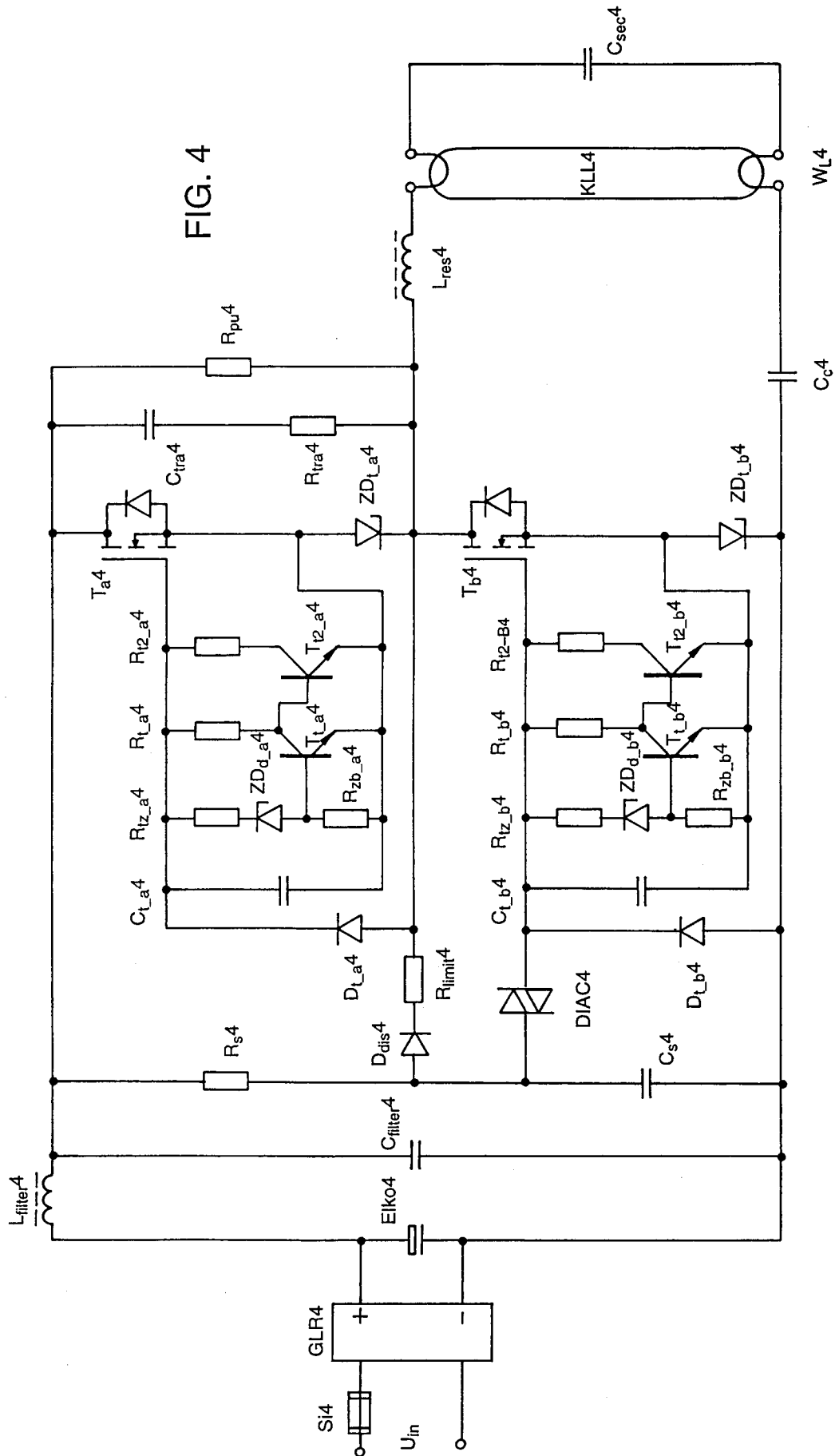


FIG. 3

FIG. 4



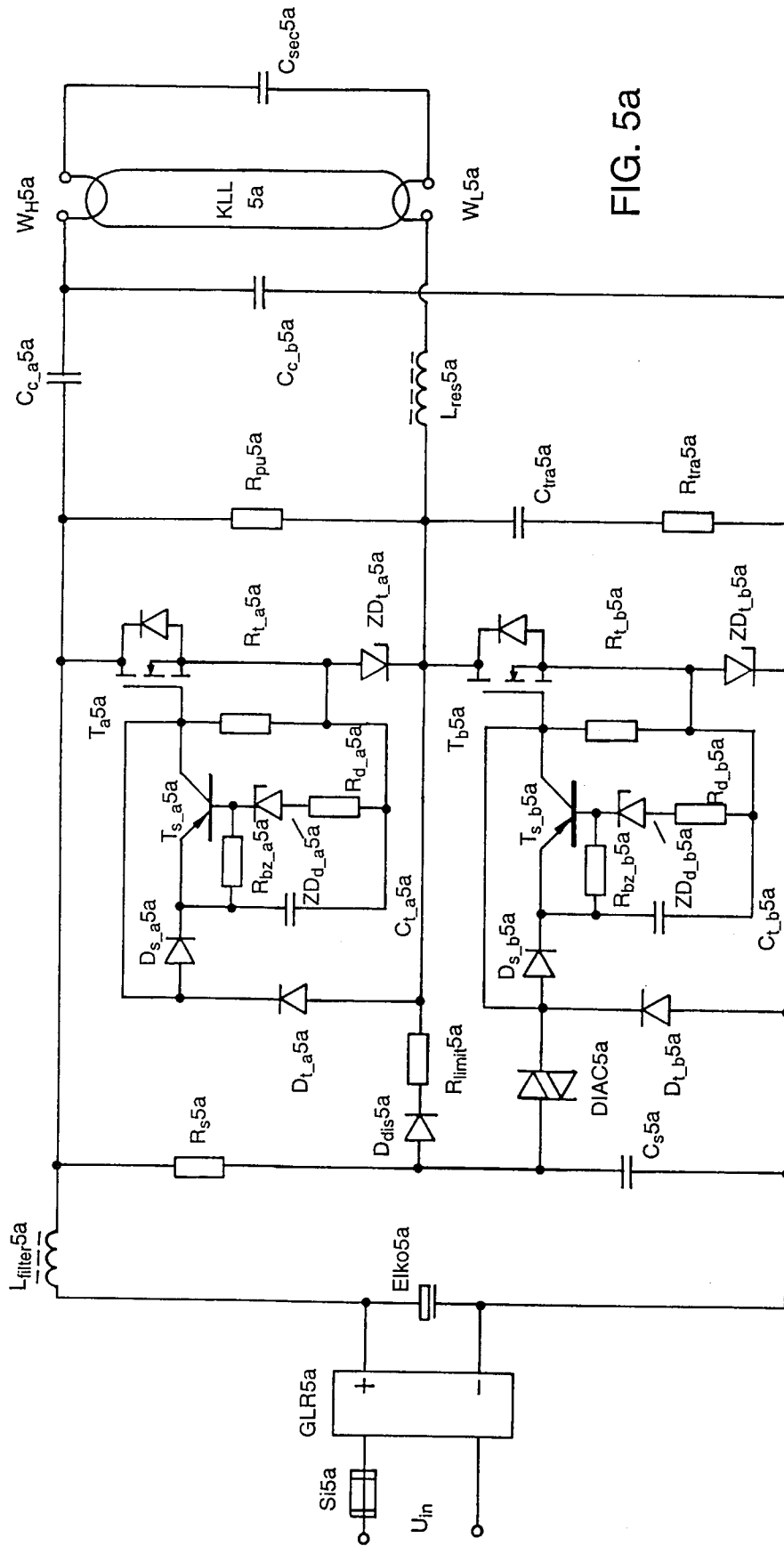


FIG. 5a

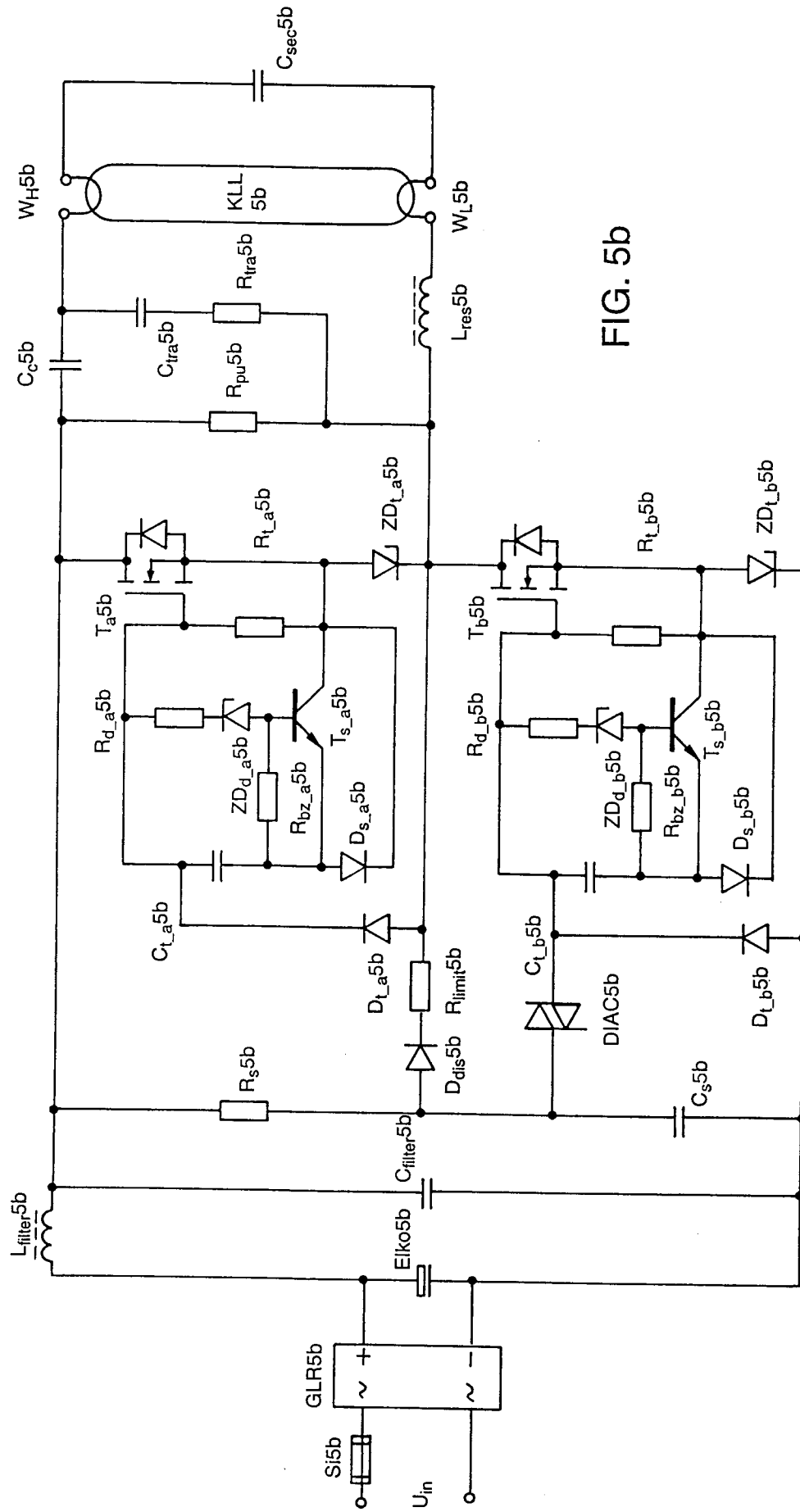


FIG. 5b

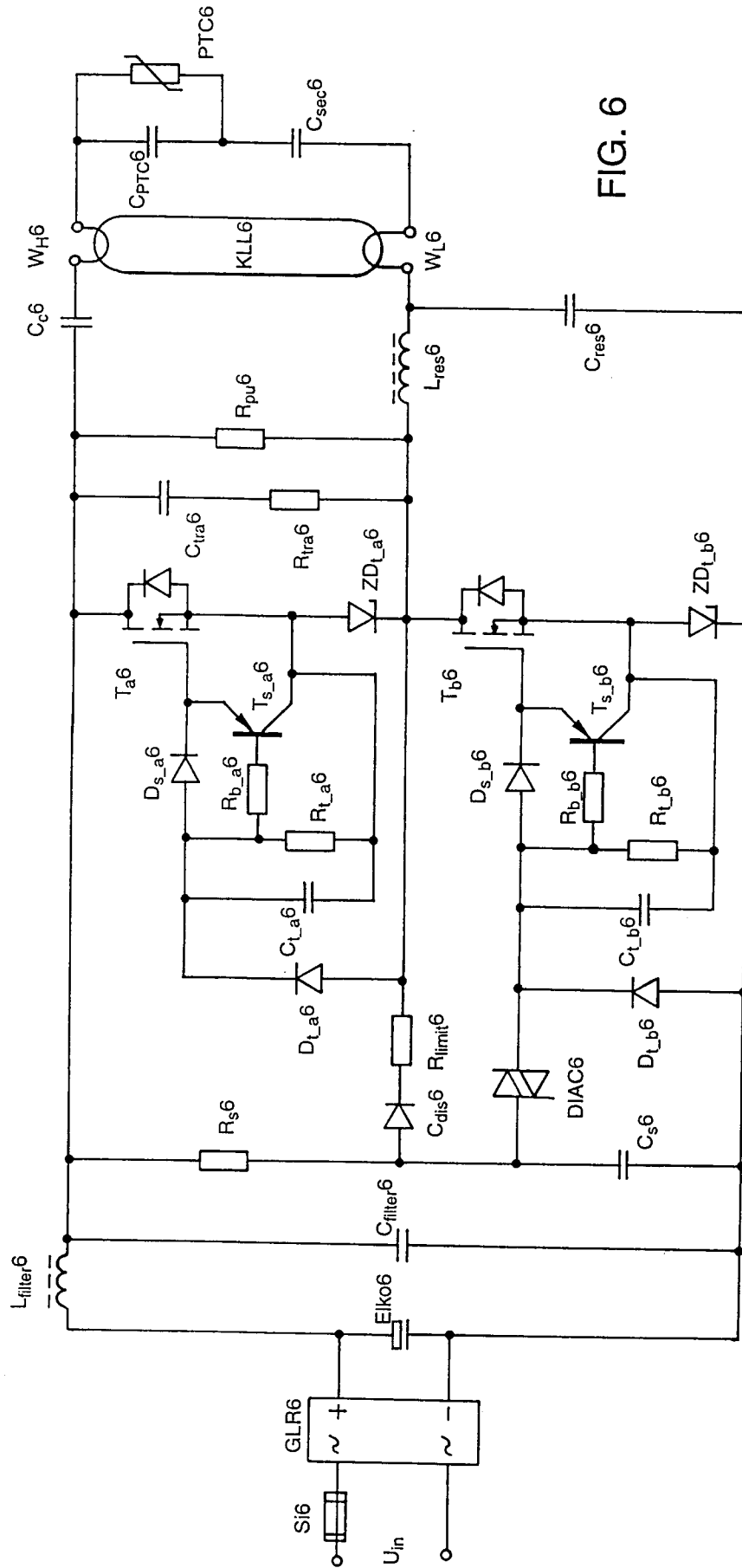


FIG. 6

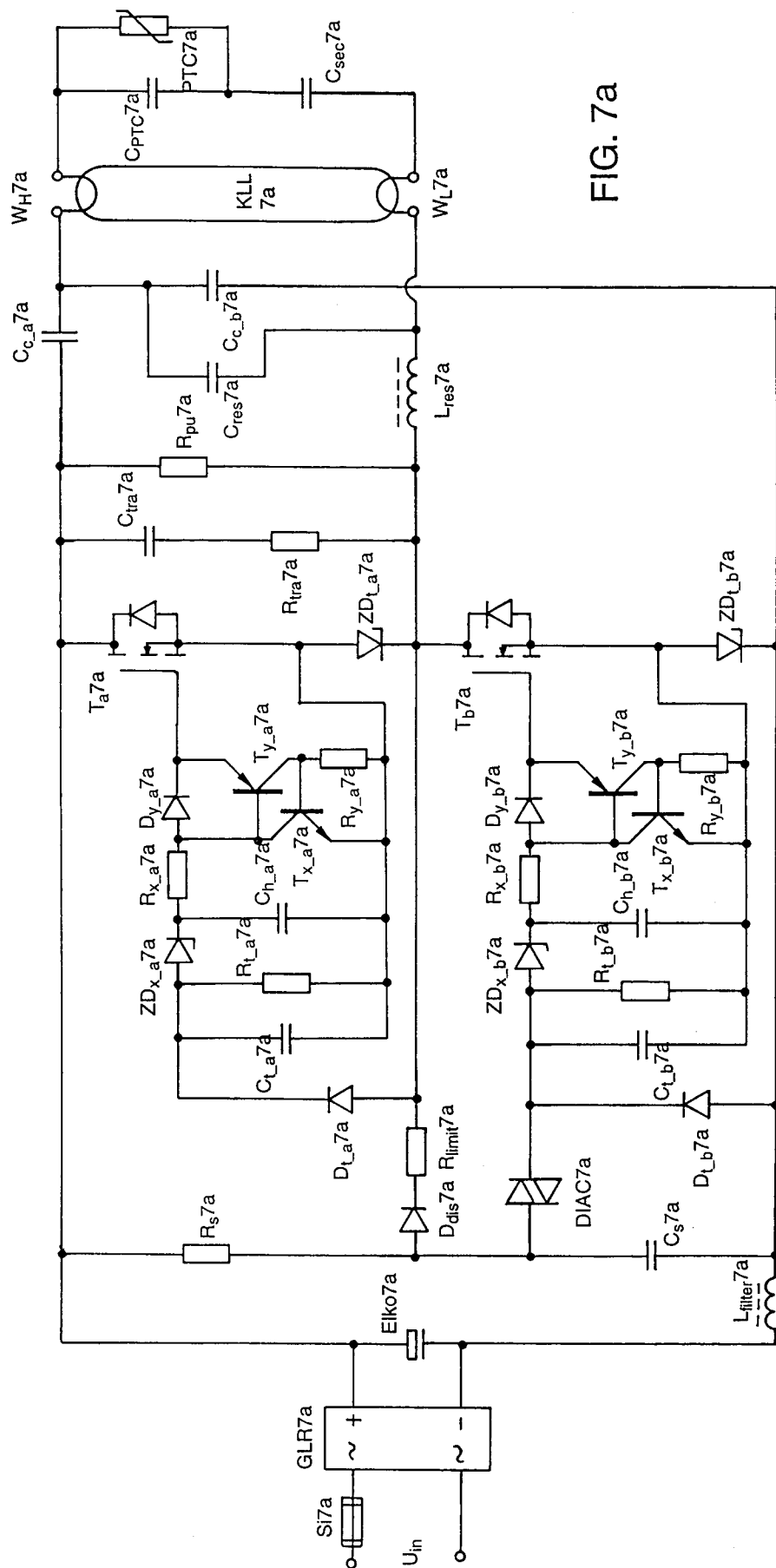


FIG. 7a

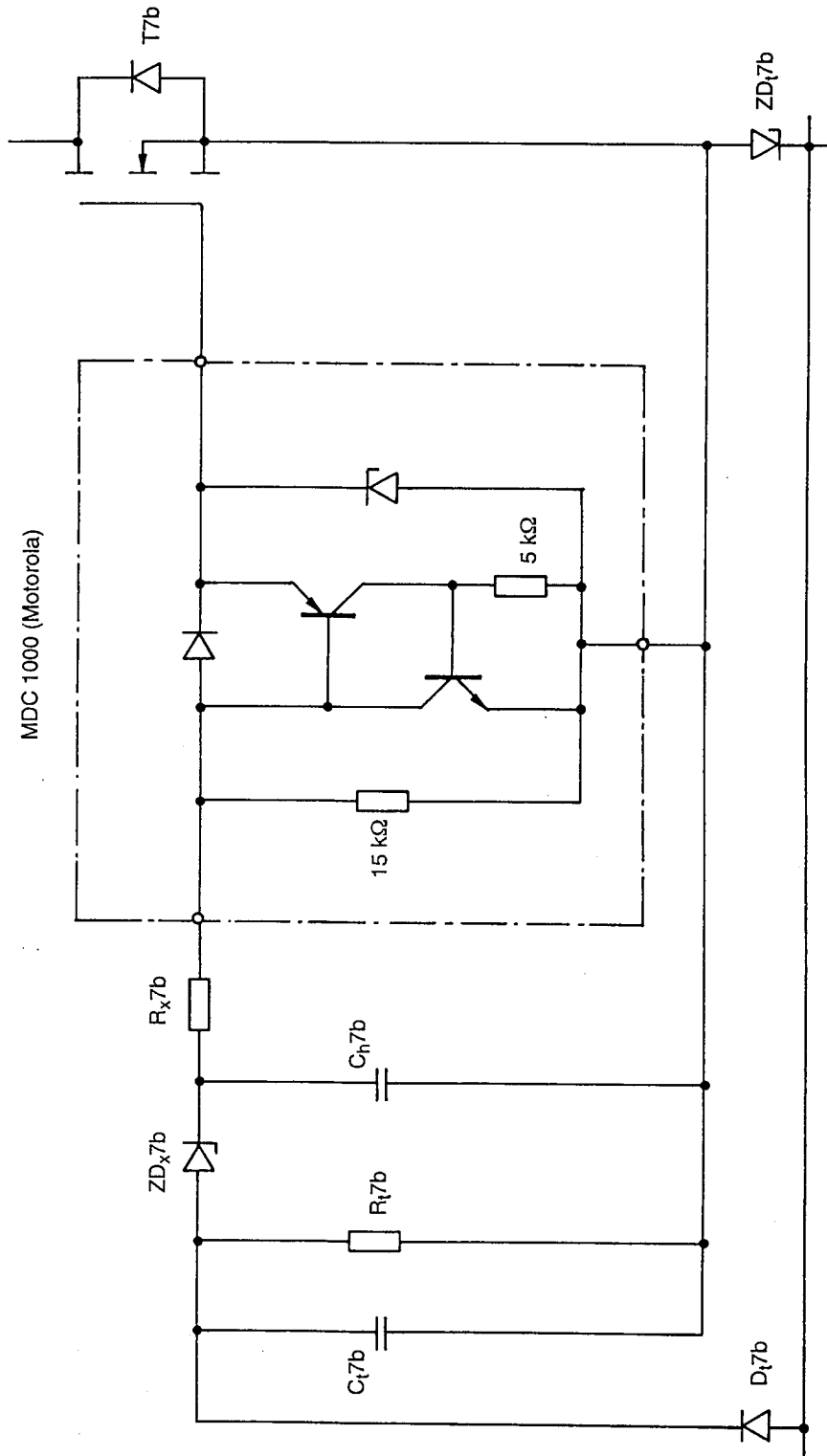


FIG. 7b

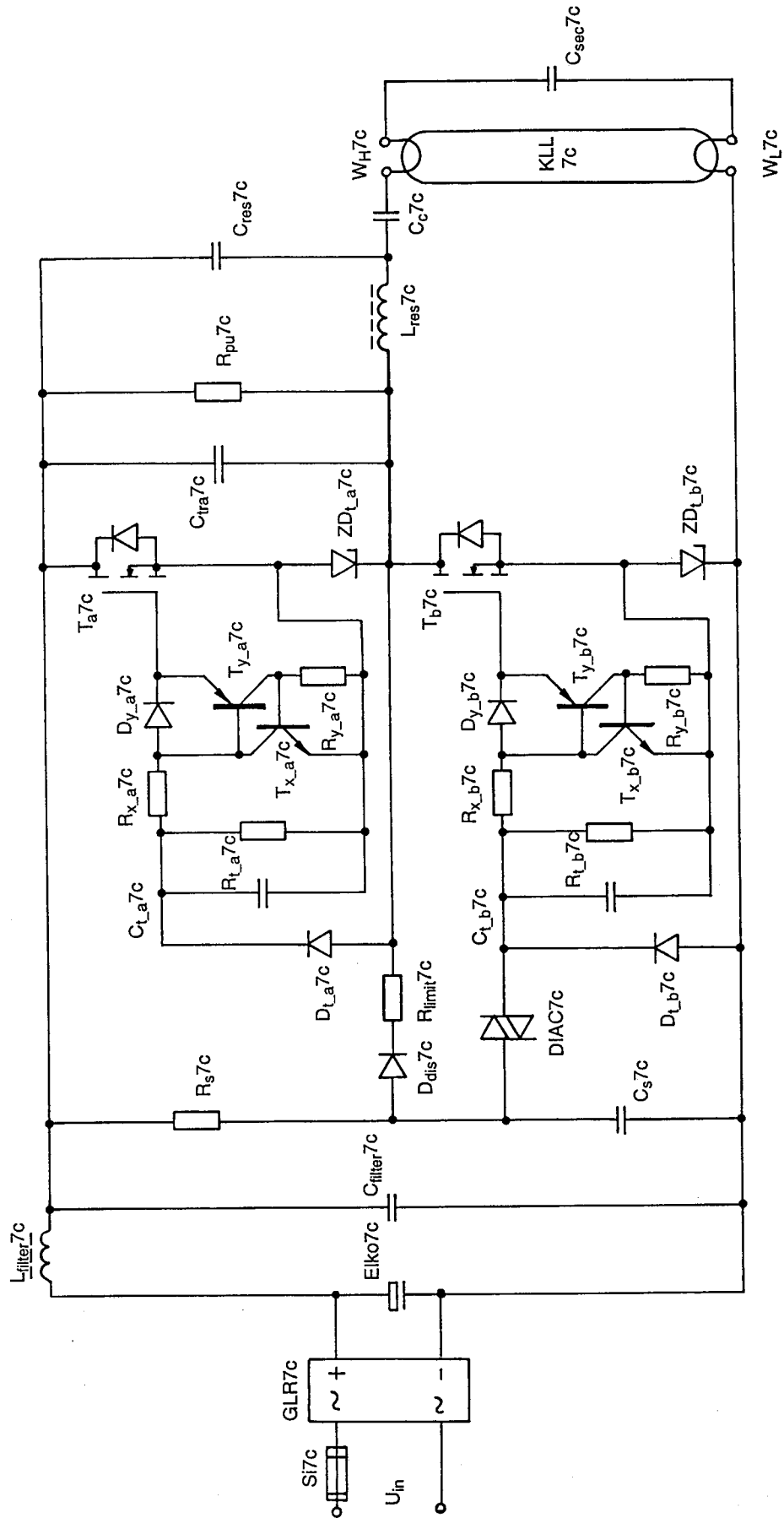


FIG. 7c

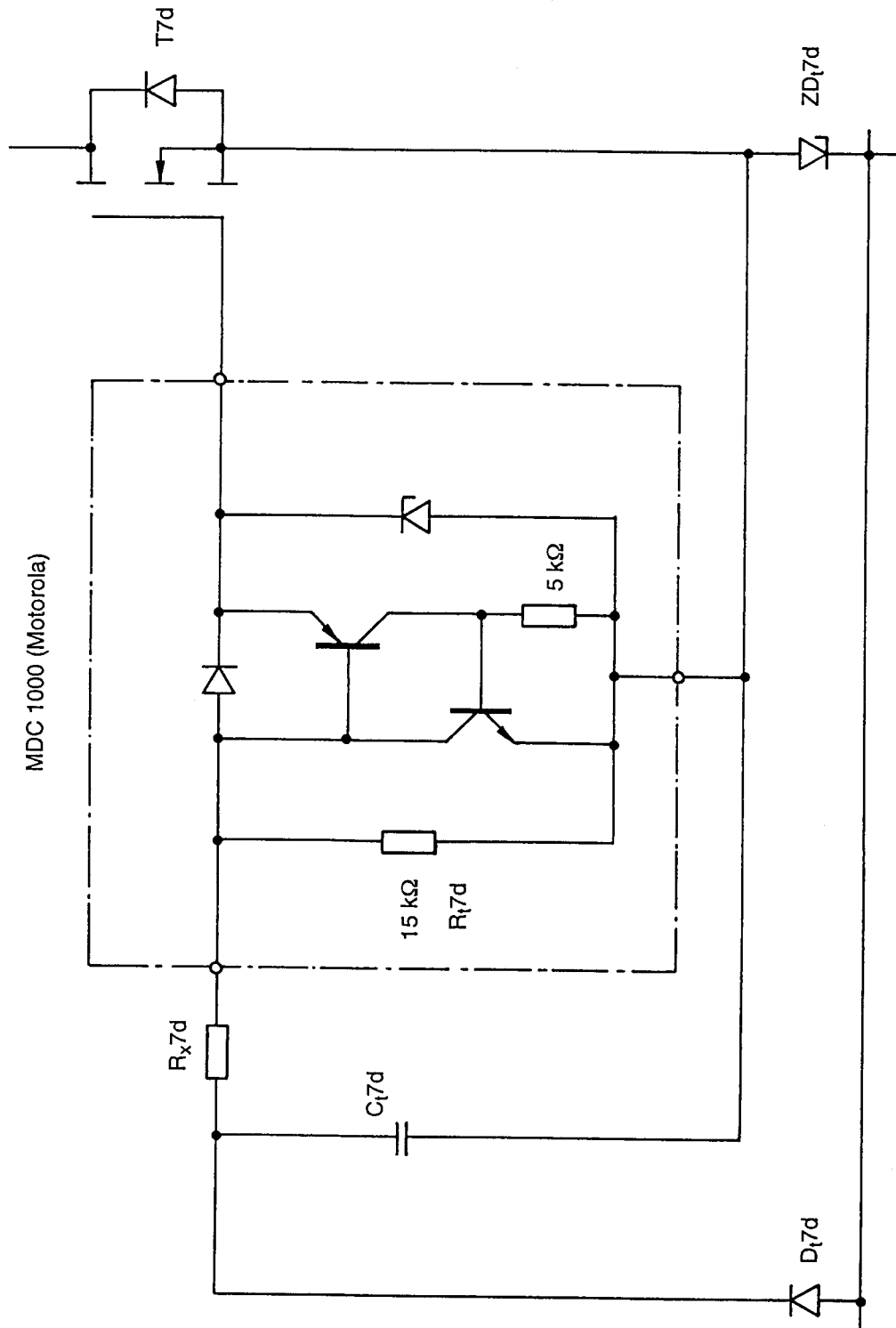


FIG. 7d

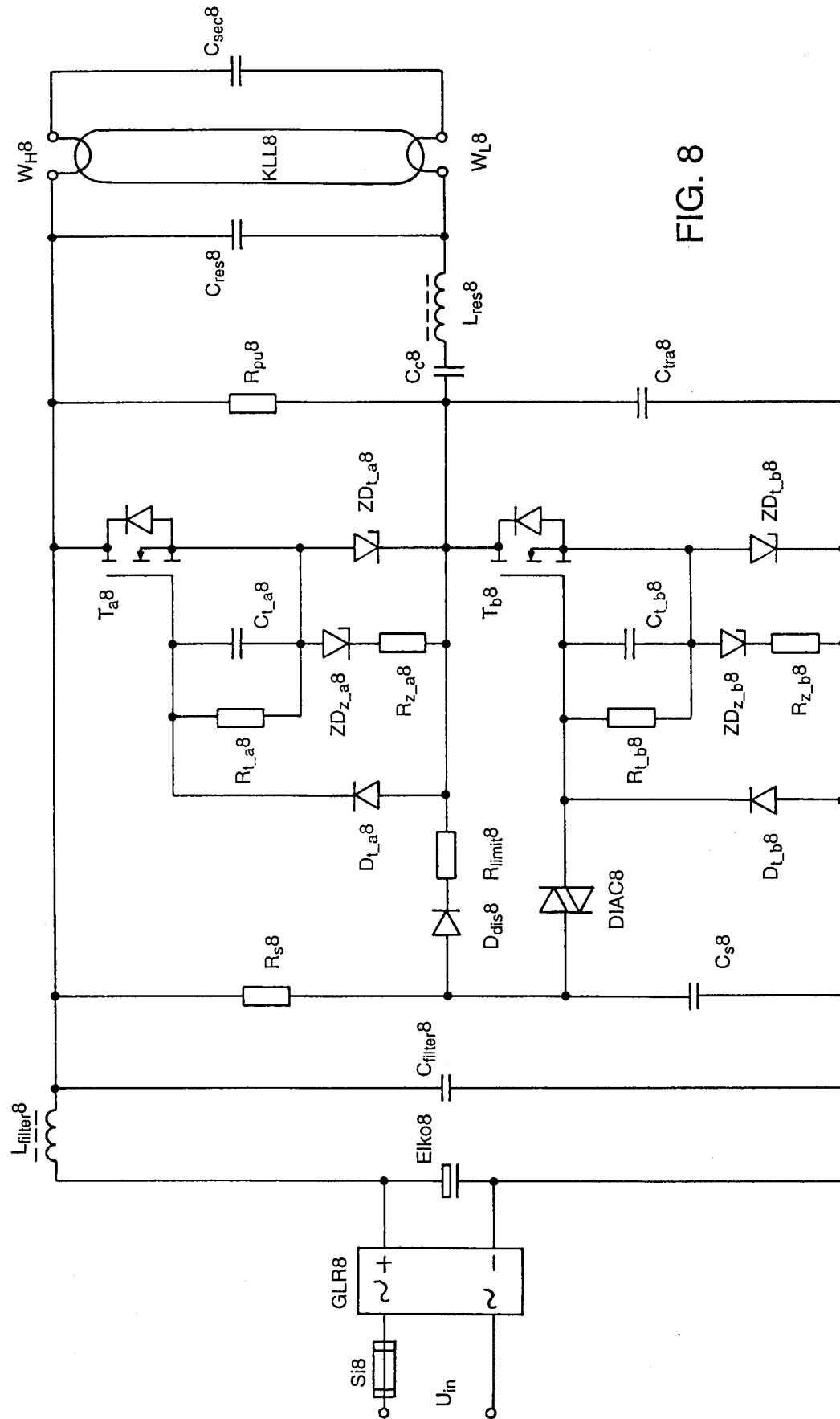


FIG. 8

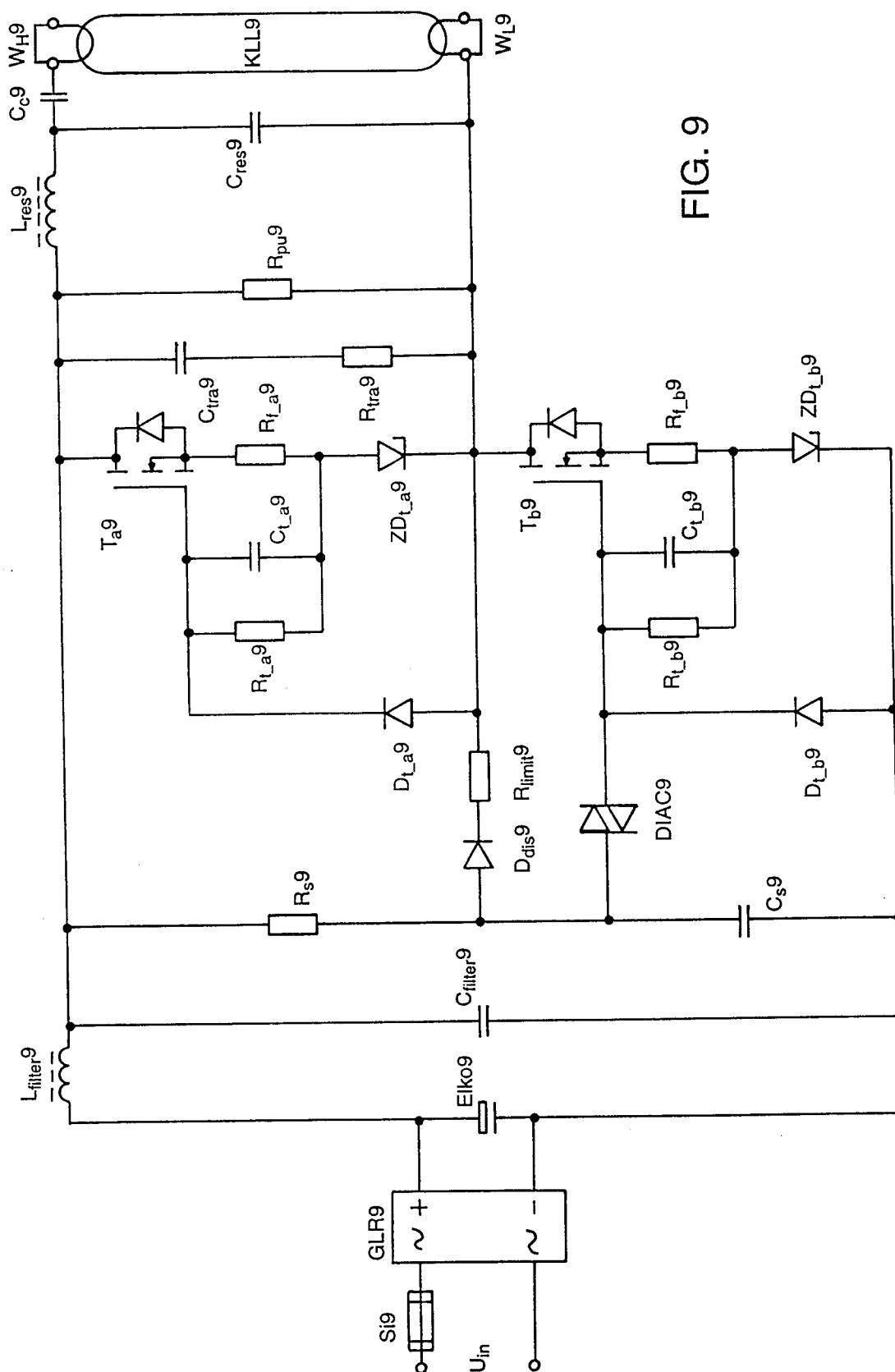


FIG. 9

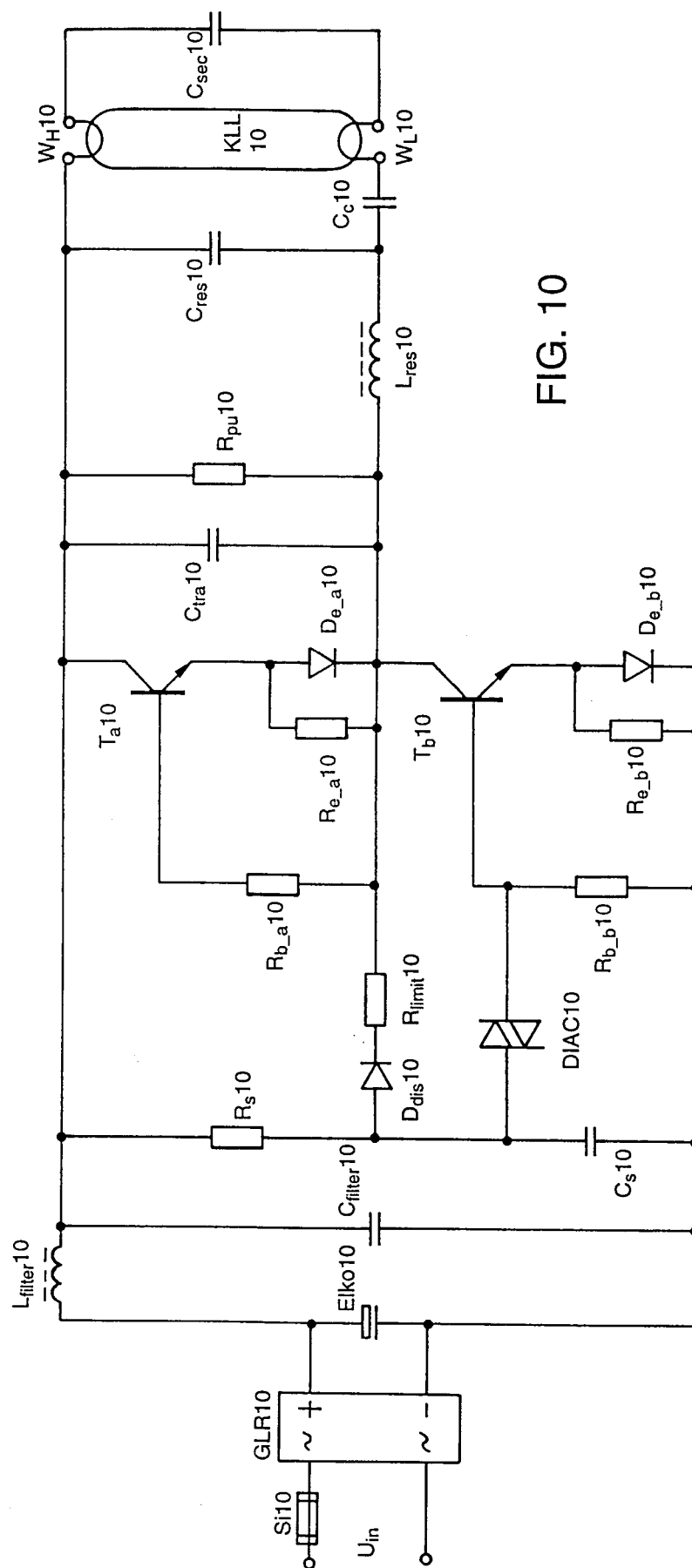


FIG. 10

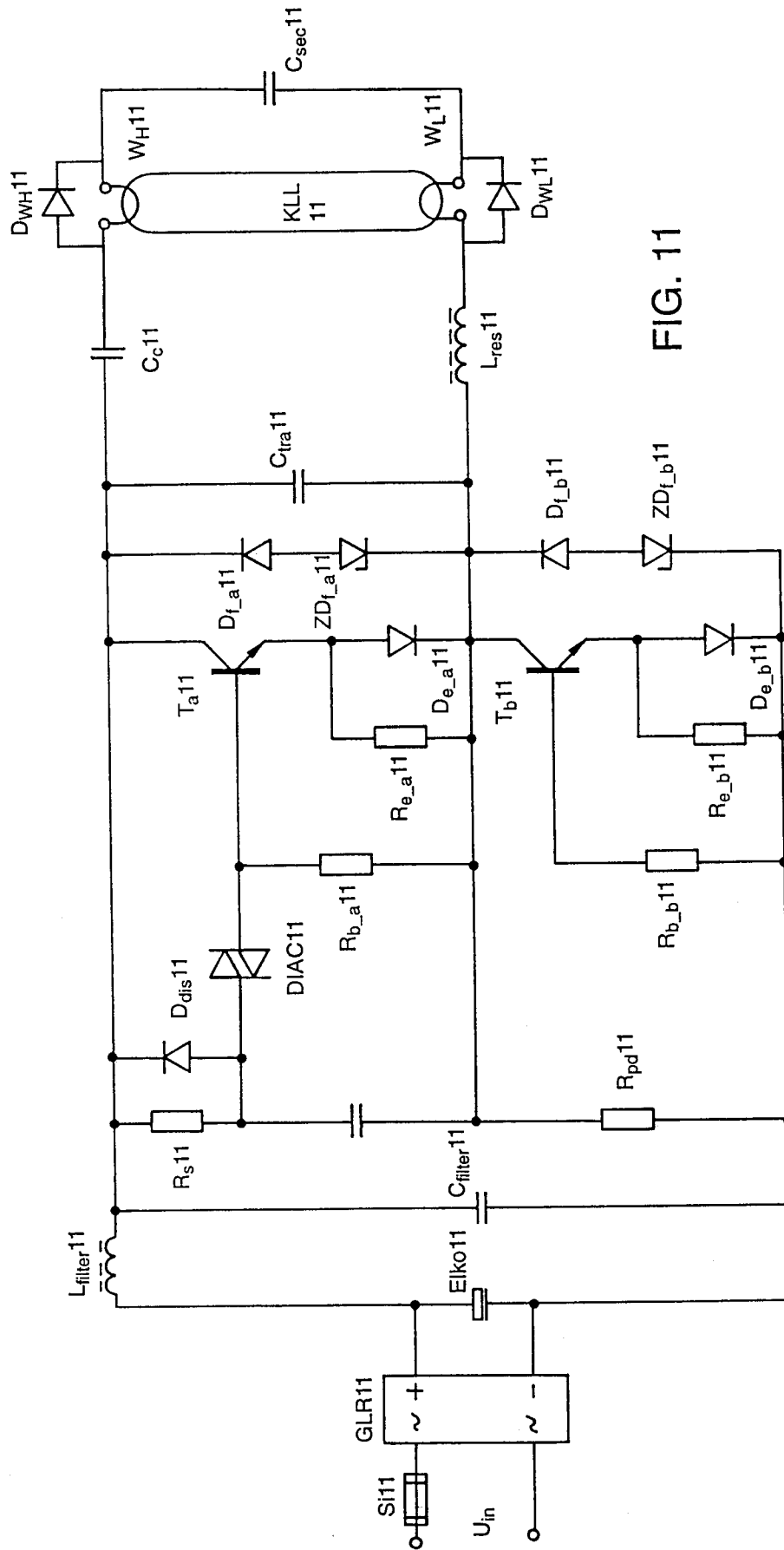


FIG. 11

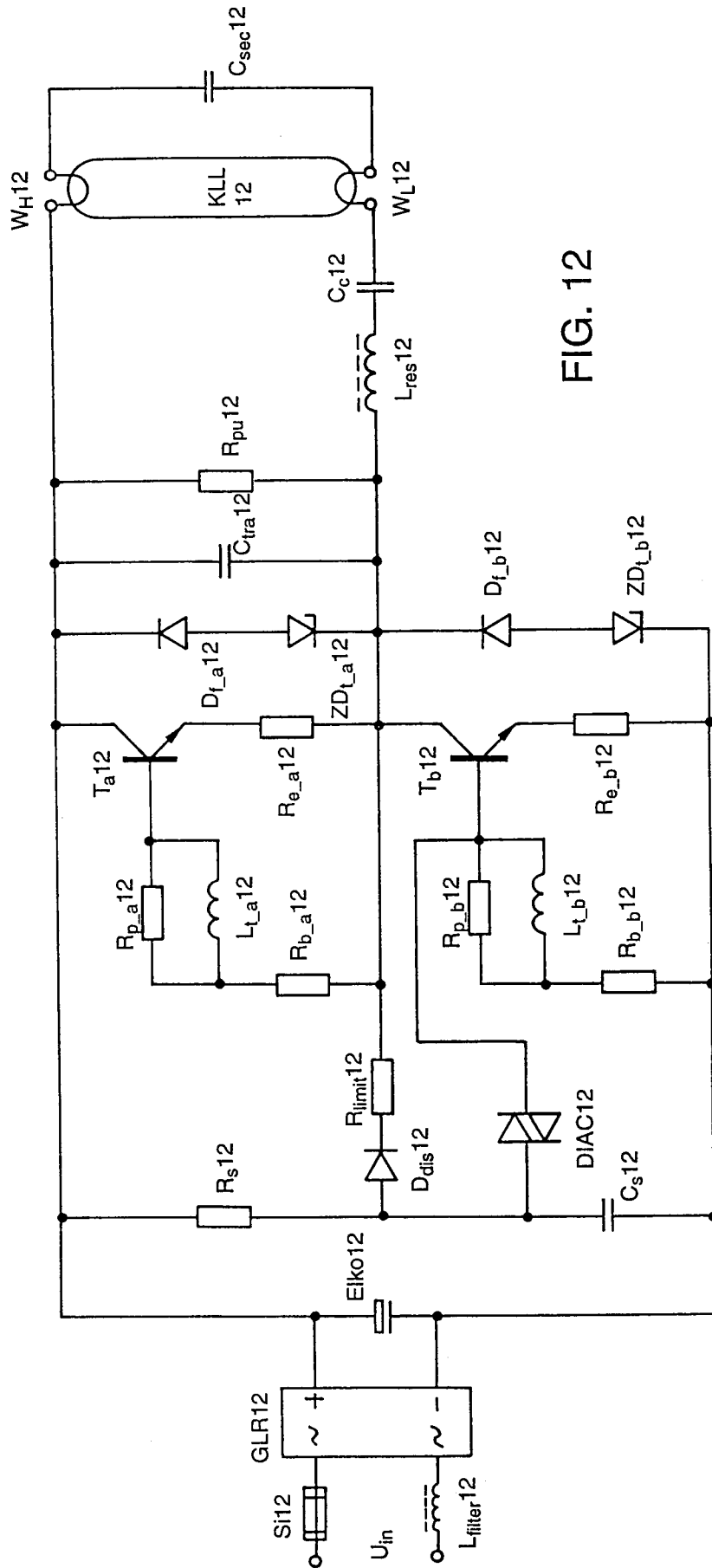


FIG. 12

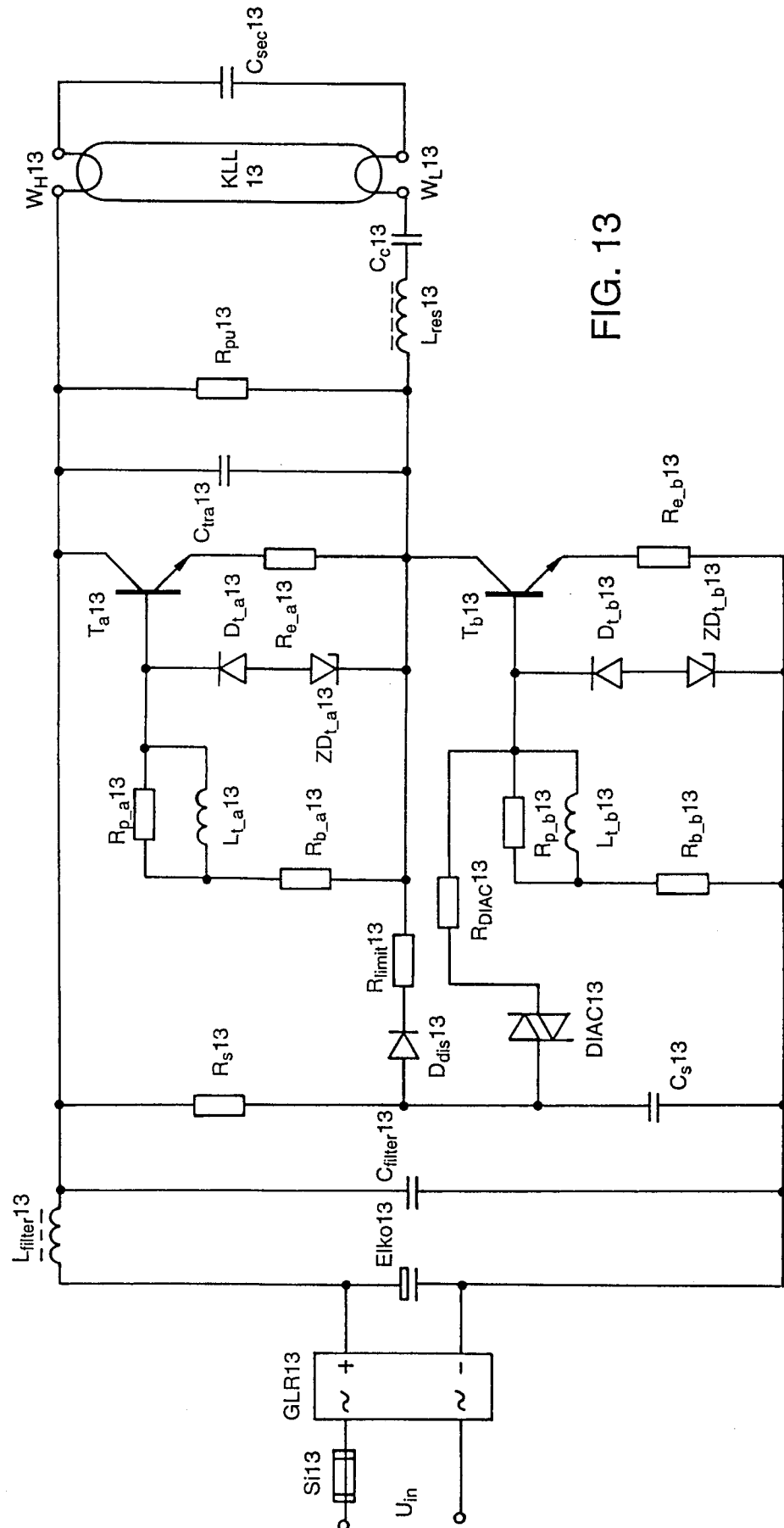


FIG. 13

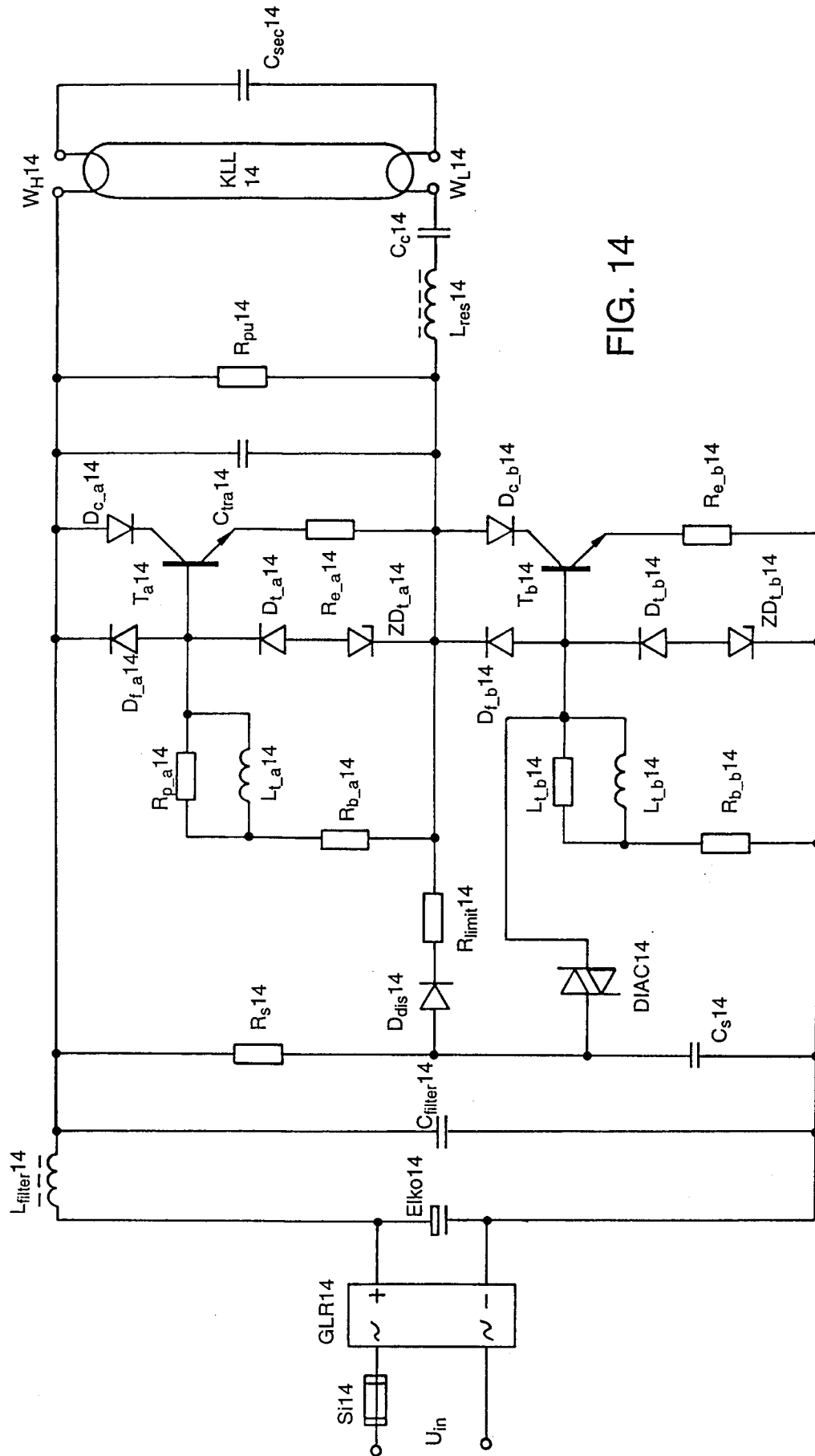


FIG. 14